Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

NUMERO 7

Anno XXIII - Luglio 1951

LIRE 250

PHILIPS
RimlocK serie E
ECH 42 Triodo - esodo
Vf =6.3V If =0.23A
Convertitore di frequenza (parte esodo)
Vb = 250V R1 = 27kΩ R2 = 27kΩ Rg3+gT = 47kΩ Vg1 = −2V
Ia = 3.0 Ig2+g4 = 3.0 Ig3+gT = 0.2
Sc =0.75mA/V Ri =1MΩ Vosc =8Veff
Oscillatore (parte triodo)
Vb = 250 V Ra = 33kΩ Rg3+gT = 47kΩ Vosc = 8 Veff
Ia = 4.8 Ig3+gT = 0.2
So =2.8mA/V Seff =0.55mA/V μ =22
EF 41 Pentodo a pendenza variabile
Vf = 6.3 V If = 0.2 V
Amplificatore A.F. o M.F.
Va = 250 V Rg2 = 90 kΩ Vg1 = −2.5 V
Ia = 6 Ig2 = 1.7
S = 2.2 mA/V Ri = 1.0 MΩ Cag1 < 0.002 pF
EBC 41 Doppio diodo triodo
Vf =6,3V If =0,23A
Caratteristiche tipiche
Va = 250V Vg = −3V
Ia = 1
S 1.2mA/V Ri = 58 kΩ μ = 70
Amplificatore B.F.
Vb = 250V Ra = 0.22MΩ Rk = 1.8kΩ
Ia = 0.7
g = 51
EL 41 Pentodo finale
Vf =6.3V If =0.71A
Amplificatore d'uscita classe A
Va = 250 V Vg2 = 250 V Rk = 170 Ω
Ia = 36 Ig2 = 5.2
S = 10 mA/V Ri = 40 kΩ Ra = 7 kΩ Wa = 9 W Wo = 4.8 W
Amplificatore push-pull classe AB
Va = 250 V Vg2 = 250 V Rk = 75 Ω
Iamin =2×36 Iamax =2×39.5 Ig2min =2×5.2 Ig2max =2×8
Raa = 7 kΩ Wo = 9.4 W
AZ 41 Raddrizzatore per due semionde
Vf = 4 V If = 0,75A
Raddrizzatore
Vtr = 2 × 500 Veff = 2 × 400 Veff = 2 × 300 Veff
Io = max. 60 = max. 60 = max. 70
Cfilt =max. 50 μF
La serie più apprezzata per apparecchi di qualità
Rimlock "Miniwatt"

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

7

LUGLIO 1951

XXIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

Pag.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA SINCRONIZZAZIONE DELL' IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH

(PARTE DECIMA

CIRCUITI ELETTRICI PER LA SINCRONIZZAZIONE DEGLI OSCILLATORI A DENTI DI SEGA NEI RICEVITORI TELEVISIVI

7. - La fig. 31 rappresenta uno schema in cui pure sono usate valvole Marconi.

Esso è previsto per la ricezione di trasmissione positiva, per cui la miscela video sincro rivelata perviene alla griglia dello stadio amplificatore video Z66 coi picchi di sincronismo rivolti verso il basso. Nel circuito anodico del pentodo Z66 è presente l'intero segnale amplificato, che viene addotto all'elettrodo modulatore (il catodo) del cinescopio prelevandolo nel punto di unio-

Fig. 31. - *Circuito di sincronizzazione con diodo selettore per gli impulsi verticali.*

ne fra i resistori anodici di 4,7 kohm e di 3,3 kohm attraverso a un partitore di tensione, mentre il segnale per lo stadio separatore del video dal sincro è prelevato direttamente dalla placca del pentodo Z66. Lo stadio separatore è costituito da un tetrodo KTZ63, che si autopolarizza per corrente di griglia in presenza dei picchi di sincronismo, permettendo solo in questo caso il passaggio di corrente anodica, mentre lo stadio è interdetto in presenza dei segnali video immagine; quindi sulla placca della KTZ63 si ritrovano solo i segnali sincronizzanti di linea e di trama e di polarità rovesciata rispetto agli impulsi di ingresso. Gli impulsi di linea sono prelevati dalla placca del separatore e addotti, attraverso al circuito $R = 0{,}33$ Mohm e $C = 100$ pF, alla griglia anodica del tubo costituente l'oscillatore bloccato di linea, con polarità negativa. Gli impulsi verticali di trama sono propiezza per mezzo del circuito differenziante presente nel circuito tali e verticali di differente durata, in impulsi di differente ampiezza per mazzo del circuito differenziante presente nel circuito anodico dello stadio separatore e costituito dai resistori di 68 kohm e 33 kohm, nonchè dal condensatore di 1000 pF. Gli impulsi inversi dovuti a quelli verticali, essendo di maggior ampiezza degli impulsi inversi corrispondenti agli orizzontali, sono selezionati dal diodo D63 e dai suoi componenti associati; l'anodo della D63 è accoppiato al trasformatore dell'oscillatore bloccato verticale, alla cui griglia anodica perviene un impulso negativo in corrispondenza di ogni segnale sincronizzante verticale. Come nel caso della fig. 30 gli impulsi di comando degli oscillatori bloccati essendo negativi, cioè manifestantisi con una diminuzione di tensione, non possono essere iniettati nella 1ª griglia dei medesimi, ma devono venir addotti alla placca (o alla griglia funzionante da anodo), perchè in ultima analisi un impulso negativo in placca è equivalente ad un impulso positivo in griglia.

8. - Il principio di funzionamento del circuito di fig. 32 è del tutto analogo a quello di fig. 31, salvo l'uso di valvole di tipi più facilmente reperibili sul mercato europeo e quindi anche italiano.

Il principio del separatore è sempre il medesimo: il segnale video-sincro completo, di polarità tale che i picchi di sincronismo rendono più negativa la griglia, proveniente dal rivelatore è applicato allo stadio amplificatore costituito dal pentodo EF42; sulla placca di questo è disponibile amplificato e di polarità positiva il segnale completo che segue due vie, colla prima perviene al catodo del cinescopio, colla seconda attraverso al resistore di 10 kohm e al condensatore di 25 μF è applicato alla griglia dello stadio separatore costituito dal primo pentodo 6AU6; quivi il segnale completo subisce un allineamento per effetto della corrente di griglia all'estremità dei segnali sincronizzanti; ciò si verifica con un leggero taglio dei picchi; precisamente la 6AU6 avendo un « sharp-Cutoff » elimina una porzione dei segnali di sincronismo per circa $2 \div 2{,}5$ V; in tal modo la separazione e il mantenimento delle basi dei tempi sono praticamente indipendenti dalla regolazione del contrasto dell'immagine; lo schermo è mantenuto alla tensione di circa 35 V, affinchè sia possibile il funzionamento come limitatore separatore; l'impedenza anodica di carico è costituita dai due resistori in serie di 30 kohm e di 70 kohm rispettivamente. L'isolamento del segnale di sincronismo verticale dalla miscela si effettua per trasformazione della differenza di durata in differenza di ampiezza tra i segnali verticali e quelli orizzontali; questa trasformazione è assicurata dalle capacità parassite derivate sull'impedenza di carico anodico; un diodo selettore costituito da una sezione del doppio diodo EB41, elimina i residui dei segnali di sincronismo di linea e trasmette unicamente quelli verticali di trama a fronte ripido; questi ultimi segnali pervengono allo schermo (griglia anodica) del 3° pentodo 6AU6 con polarità negativa (cioè con diminuzione della ten-

(N.d.R.) La numerazione delle figure e delle formule continua quella dei precedenti articoli ai quali si rinvia il Lettore per ogni e qualsiasi riferimento. Gli articoli suddetti sono apparsi nei seguenti articoli della Rivista:
parte prima: XXII - 9 Settembre 1950 - pagg. 189 e segg.;
parte seconda: XXII - 10 - Ottobre 1950 - pagg. 213 e segg.;
parte terza: XXII - 11 - Novembre 1950 - pagg. 237 e segg.;
parte quarta: XXII - 12 - Dicembre 1950 - pagg. 261 e segg.;
parte quinta: XXIII - 2 - Febbraio 1951 - pagg. 25 e segg.;
parte sesta: XXIII - 3 - Marzo 1951 - pagg. 45 e segg.;
parte settima: XXIII - 4 - Aprile 1951 - pagg. 65 e segg.;
parte ottava: XXIII - 5 - Maggio 1951 - pagg. 89 e segg.;
parte nona: XXIII - 6 - Giugno 1951 - pagg. 121 e segg.

Fig. 32. *Circuito amplificatore, separatore e generatore di sincronizzazione.*

sione) sincronizzandolo. Dal lato sincronizzazione di linea i segnali raccolti sulla placca del 1° pentodo 6AU6 separatore, subiscono una modifica di forma attraverso al circuito differenziatore costituito dal condensatore di 100 pF e dal trasformatore dell'oscillatore bloccato, circuito che li trasforma in guizzi molto brevi, di forma opportuna cioè per il pilotaggio dell'oscillatore bloccato orizzontale costituito dal 2° pentodo 6AU6 ed esso pure comandato sullo schermo analogamente a quello verticale.

La fig. 32 è completata con i circuiti relativi agli oscillatori bloccati e colle indicazioni delle tensioni a denti di sega da essi uscenti, le quali opportunamente amplificate da uno stadio successivo vengono applicate, come verrà meglio detto in altra parte, al giogo di deviazione del raggio catodico del cinescopio.

9. - La fig. 33 riporta lo schema dei circuiti di sincronizzazione adottati nel ricevitore francese T150 a 819 linee della Pathé Marconi.

Essendo la modulazione positiva secondo lo standard francese, il segnale di MF a 25 MHz viene addotto al catodo del rivelatore, costituito da una sezione del doppio diodo EB41; l'inviluppo di modulazione viene raccolto sulla placca di fase negativa, perchè, essendo il carico diodico inserito in placca, questa pur risultando positiva rispetto al catodo nei semiperiodi di conduzione del diodo, è invece negativa rispetto alla massa, che costituisce l'altro estremo della resistenza di carico; ciò equivale a dire che il diodo rivela la metà inferiore della portante modulata. In tal modo i picchi di sincronismo arrivano con polarità positiva alla griglia del primo stadio amplificatore video EF42. Poichè il cinescopio tipo Philips MW 31.14 di questo ricevitore è di grande diametro (∅ 308 mm) è necessario un secondo stadio amplificatore video realizzato con una EL41, dal circuito anodico della quale si ricava il segnale completo coi picchi di sincronismo rivolti verso l'alto di polarità positiva, tale cioè da rendere positivo il catodo del cinescopio cui l'uscita è connessa, come è richiesto per ottenere un'immagine positiva.

Lo stadio separatore EF40 funziona al solito per autopolarizzazione in corrispondenza dei picchi sincronizzanti; mentre risulta interdetto per i video segnali immagine. Dalla placca della EF40 il segnale costituito dal solo sincro segue due vie: la prima attraverso al circuito differenziatore con $R = 0,1$ Mohm e $C = 2000$ pF perviene, trasformato in guizzi di forma ben nota, alla griglia della sezione 1 del doppio triodo ECC40, subendo un'am-

(segue a pagina 156)

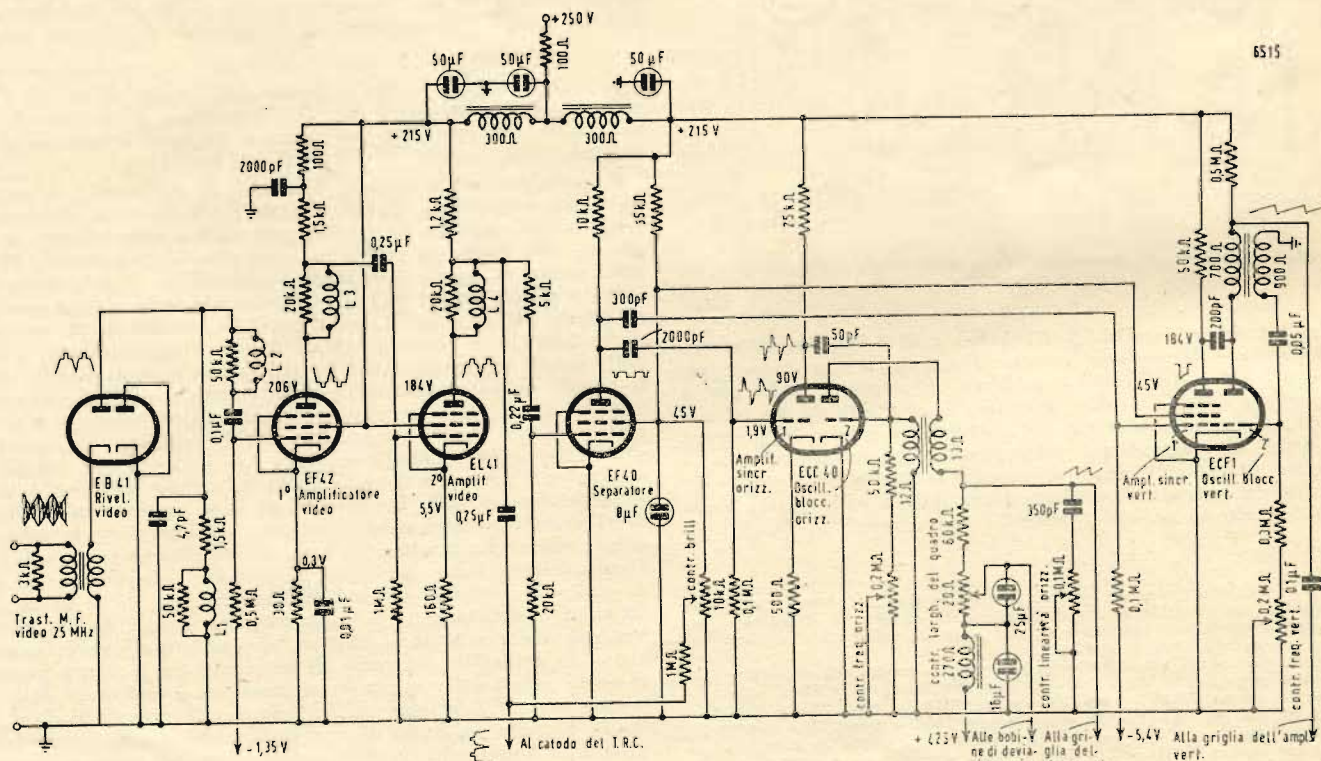



Fig. 33. - *Circuito di rivelazione, amplificazione video, separazione, sincronizzazione e generazione dei denti di sega per ricevitore e con trasmissione positiva.*

MISURA DELLA FREQUENZA

FREQUENZE INDUSTRIALI, AUDIOFREQUENZE, FREQUENZE ULTRAACUSTICHE E RADIOFREQUENZE

(PARTE SECONDA)

LEONARDO BRAMANTI e ALFREDO FERRARO

c) Misure di radiofrequenze (RF) e controllo della frequenza di lavoro di una stazione radiotrasmittente

Anche in questo caso i metodi di misura si possono ridurre a due:

1) misure eseguite mediante lettura diretta, cioè mediante strumenti preventivamente tarati ricorrendo a campioni di frequenza primari o secondari;

2) misure eseguite con metodi di confronto, cioè facendo ricorso a complessi capaci di eseguire il confronto tra la frequenza incognita di una corrente o di una tensione elettrica e una o più frequenze note.

Va aggiunto che, gli strumenti di entrambe le categorie, prendono il nome di *ondametri* o *cimometri* quando la scala è tarata in unità di lunghezza (d'onda), anzichè in unità di frequenza, nel qual caso essi mantengono la denominazione di *frequenziometri*.

* * *

1) Fanno parte della prima categoria gli *strumenti misuratori* (ondametri o frequenziometri) *ad assorbimento*, detti anche *ricevitori*. Sono questi, strumenti che non consentono una alta precisione, infatti le loro indicazioni presentano, nella migliore delle ipotesi, una incertezza di 1 unità su 10^3. Essi constano di un circuito oscillatorio a basso decremento logaritmico, composto da un induttore e da un condensatore variabile.

Un circuito di tale tipo ha la proprietà di entrare in risonanza in corrispondenza di una determinata frequenza. In tali condizioni, esso è in grado di assorbire una notevole aliquota di energia da qualsiasi circuito cui sia accoppiato, mentre la corrente indotta in sè stesso raggiunge il valore massimo. Tale corrente massima potrà essere rivelata mediante un milliamperometro a rettificatore o mediante uno strumento termico, inserito nel circuito oscillatorio, oppure, in strumenti più andanti, mediante una piccola lampadina a incandescenza, che brillerà vivamente in corrispondenza del valore massimo della corrente. Potrà essere impiegata, anche una lampada al neon, disposta in serie al circuito oscillatorio. Essendo il condensatore del circuito oscillatorio variabile, si potrà variare la frequenza di risonanza entro due limiti, dipendenti dalla capacità massima e minima del condensatore stesso. Il campo di utilizzazione può essere esteso dotando lo strumento di una serie di induttori intercambiabili. Poichè a ciascuna posizione del condensatore variabile, corrisponde una sola frequenza di risonanza del circuito, si potrà munire la manopola di comando del condensatore di sintonia di un indice che scorra lungo una scala, graduata in unità di lunghezza d'onda o in unità di frequenza. Affinchè i valori siano distribuiti uniformemente è indispensabile che il condensatore variabile sia a variazione lineare di lunghezza d'onda, nel primo caso e, a variazione lineare di frequenza, nel secondo.

E' evidente come, avvicinando lo strumento al circuito oscillatorio sede del se-

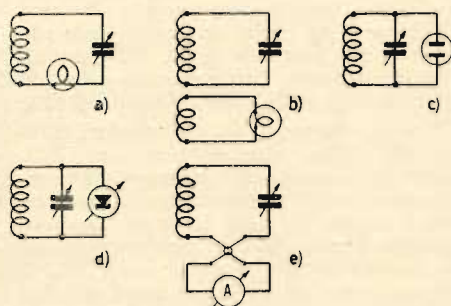



Fig. 10. - *Schemi elettrici di alcuni elementari circuiti di strumenti ad assorbimento.*

Fig. 11. - *Schema elettrico di uno strumento ad assorbimento con ricevitore telefonico.*

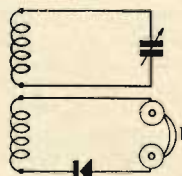



Fig. 12. - *Altro schema elettrico di uno strumento ad assorbimento con ricevitore telefonico*

gnale di cui si vuol misurare la frequenza o la lunghezza d'onda, si determini un certo squilibrio per cui l'esattezza della misura ne risulta compromessa. Affinchè lo squilibrio accennato sia trascurabile, è necessario che l'accoppiamento sia lasco, ciò che è possibile solo se la sensibilità dello strumento è elevata, cioè, eliminando tutte le possibili cause di perdita e impiegando un elemento rettificatore assai sensibile. Uno strumento ad assorbimento potrà dare, infatti, buoni risultati solo se si avrà avuto cura di scegliere i componenti tra quelli che presentano maggiore stabilità e sono affetti da minori perdite. A questo riguardo, ricordiamo che le precisioni maggiori sono il frutto dell'impiego di condensatori variabili e di induttori di costruzione accuratissima. In figura 10 sono schematizzati alcuni elementari circuiti di strumenti ad assorbimento. Se il segnale di cui si vuol determinare lunghezza d'onda o frequenza è modulato, la indicazione di massimo può ottenersi anche mediante un ricevitore telefonico (figg. 11 e 12). Si costruiscono pure strumenti con rivelatore a diodo, seguito, eventualmente, da un piccolo amplificatore.

La taratura di questi strumenti deve essere eseguita per confronto, ricorrendo a campioni di frequenza primari o secondari. Quando non si disponga di tali campioni, ma esista la possibilità di eseguire misure di capacità e di induttanze, con una certa precisione, la taratura potrà essere eseguita ricorrendo a una delle due formule seguenti:

$$\lambda = 1883{,}55\sqrt{LC}, \quad f = 195{,}155\,/\sqrt{LC},$$

nelle quali se L e C sono misurati, rispettivamente, in μH e μF, λ risulta misurata in m ed f in kHz. In fig. 13 è illustrato un ondametro ad assorbimento costruito dalla H. W. Sullivan, Ltd., di Londra. Esso copre la gamma compresa tra 30 e 1880 kHz, con una incertezza del 0,03%. La rivelazione della corrente di risonanza è affidata a un rivelatore a cristallo (germanio) secondo lo schema di fig. 14.

Nel campo delle onde ultracorte e, fino a frequenze di circa 3000 MHz, hanno trovato interessante applicazione particolari tipi di strumenti ad assorbimento. Essi, pur rispondendo nelle linee generali a quanto già detto, fanno impiego di particolari circuiti oscillatori nei quali è possibile variare contemporaneamente i valori della capacità e della induttanza, in modo da coprire delle bande ben più ampie senza la necessità di dover ricorrere a commutazione di induttori. Appartengono a tale tipo di circuiti oscillatori i circuiti a contatto strisciante, il circuito butterfly e quello semibutterfly. In fig. 15 è rappresentato un circuito a variazione contemporanea di capacità e induttanza impiegato in un ondametro ad assorbimento per la banda compresa tra 50 e 400 MHz. Con leggere modifiche lo si è portato a coprire il campo da 60 a 660 MHz. In questa versione la striscia che rappresenta la sezione induttanza del circuito è montatta in modo da costituire il supporto delle armature dello

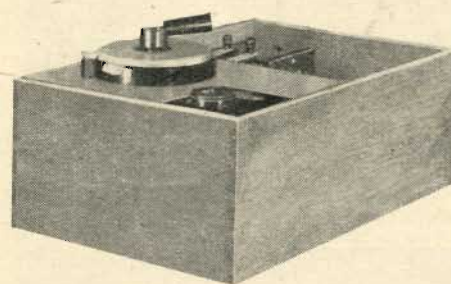



Fig. 13. - *Ondametro ad assorbimento (campione secondario) costruito dalla H. W. Sullivan, Ltd., di Londra. Gamma coperta da 30 a 1880 kHz, con incertezza di 3 unità su 10^4. Il circuito risonante è composto da un unico condensatore variabile ad aria associato a un gruppo di induttori intercambiabili di alta precisione.*

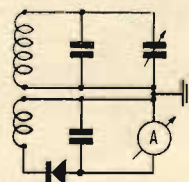



Fig. 14. - *Schema elettrico dell'ondametro ad assorbimento, illustrato in fig. 13.*

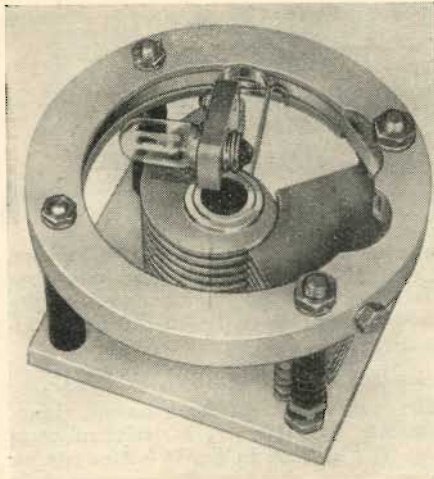



Fig. 15. - *Circuito a variazione contemporanea di capacità e induttanza. Vedi testo.*

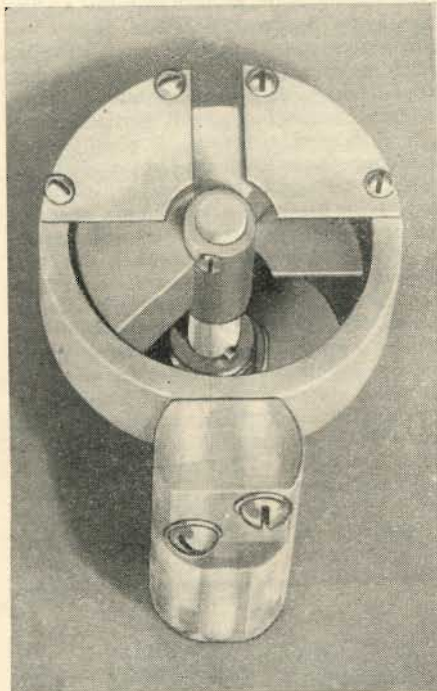



Fig. 16. - *Circuito semibutterfly impiegato in strumenti ad assorbimento per frequenze oltre 400 MHz.*

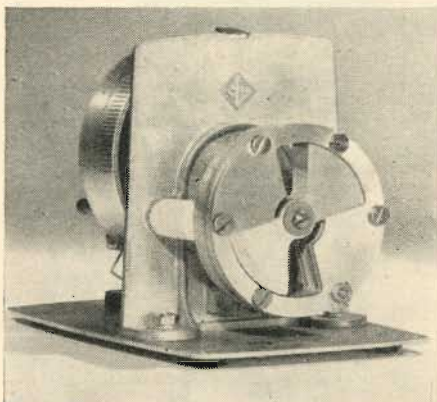



Fig. 17. - *Circuito butterfly utilizzato nel frequenziometro ad assorbimento 1140-Z della General Radio.*

statore e un contatto multiplo strisciante è montato su una sbarra che fa contatto con i conduttori terminali di tutte le lamine del rotore. In tal modo si sono diminuite le perdite. L'induttanza del circuito varia da 0,0078 a 0,059 μH e la capacità da 7,4 a 118 pF.

Un campo di frequenze compreso tra 400 e 1200 MHz è, invece, raggiunto in diversi tipi di strumenti ad assorbimento, facenti uso di un circuito semibutterfly del tipo illustrato in fig. 16 o un circuito butterfly come quello illustrato in fig. 17. Quest'ultimo è utilizzato nel frequenziometro ad assorbimento 1140-Z della General Radio.

Misure a frequenze ancora maggiori (3000 $\div$ 10.000 MHz), sono state rese possibili, mediante l'impiego di ondametri ad assorbimento, muniti di circuiti oscillatori a cavità risonante. In essi, la frequenza di risonanza è generalmente regolata variando le dimensioni fisiche della cavità. Ciò è ottenuto con l'inserzione di corpi metallici per lo più cilindrici, il cui avanzamento è comandato mediante vite micrometrica. Con questi dispositivi, è possibile ottenere altissima selettività, con perdite nulle o quasi e, per conseguenza, è possibile eseguire misure di alta precisione (con incertezza inferiore a 1 unità su 10^4). Il circuito oscillatorio in esame viene accoppiato alla cavità risonante, mediante sondaspira e relativo spezzone di cavo ad elementi coassiali, mentre la risonanza è rivelata da un piccolo cristallo (germanio) incorporato in un innesto coassiale simile al precedente.

Un particolare tipo di ondametro ad assorbimento che trova utile e rapido impiego nella misura della lunghezza d'onda di oscillazioni radioelettriche, a frequenze piuttosto elevate (100 $\div$ 600 MHz, pari a 3 $\div$ 0,5 m), è costituito da una linea bifilare a elementi paralleli (*fili di Lecher*). Tale tipo di ondametro, nel quale si risale alla determinazione della lunghezza d'onda attraverso l'esame diretto della distribuzione delle onde stazionarie sulla linea bifilare risonante, consente di eseguire misure assolute. In fig. 18 è tracciata la disposizione schematica di un ondametro ad assorbimento a linea bifilare risonante. La misura si esegue determinando generalmente un nodo di tensione e spostando il ponticello di cortocircuito fino a individuare il nodo di tensione immediatamente successivo. La distanza tra tali punti sarà uguale a $\lambda/2$. Quale elemento rivelatore, disposto in serie al ponticello di cortocircuito, potrà essere usato uno di quelli già visti (milliamperometro a rettificatore, strumento termico, lampadina a incandescenza, ecc.). La sensibilità del sistema è abbastanza elevata. Consente misure con l'incertezza di 1 unità su 10^3.

* * *

2) Fanno parte della seconda categoria di *strumenti misuratori* (ondametri o frequenziometri) *a emissione*, detti anche *trasmettitori*. Questi strumenti consentono una maggiore precisione di quelli ad assorbimento. Le loro indicazioni sono affette da una incertezza che, in alcuni modelli, può scendere a 1 unità su 10^4. Schematicamente uno strumento a emissione consta di un generatore a RF, a frequenza variabile, capace di coprire l'intera gamma delle frequenze da misurare mediante la oscillazione fondamentale o mediante le armoniche superiori, dotato di sufficiente stabilità, assicurata per lunghi periodi di tempo, non soggetto quindi a improvvisi e imprevedibili scarti di frequenza e munito, infine, di una scala graduata tale da permettere una lettura accurata. Le oscillazioni di frequenza incognita vengono applicate a uno stadio mescolatore e qui fatte battere con le oscillazioni ottenute mediante il generatore a RF, la cui frequenza è regolata fino al raggiungimento del battimento zero. Il segnale di battimento viene convenientemente amplificato in un terzo stadio e rivelato in apposito strumento indicatore o ricevitore telefonico (vedi ad esempio fig. 20).

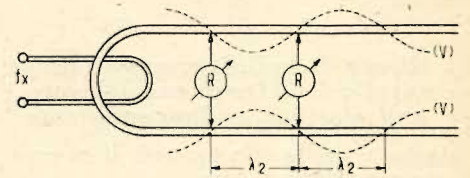



Fig. 18. - *Schema di un ondametro da assorbimento a linea bifilare risonante.*

Massima cura dovrà essere rivolta alla realizzazione del generatore a RF, in quanto la bontà di uno strumento a emissione dipende quasi esclusivamente dalle caratteristiche di quello. Un generatore autocontrollato risente delle variazioni di temperatura e di umidità e delle vibrazioni cui può essere sottoposto, molto maggiormente di un generatore a cristallo. Per questo motivo, si dovrà procedere a una accurata scelta e costruzione dei componenti e, talora, anche all'impiego di elementi termostatici. Qualche volta, onde permettere una periodica verifica ed eventuale ritaratura, si munisce lo strumento di un calibratore, controllato a quarzo, funzionante su una o, più raramente, su due frequenze (100 e 1000 kHz) (vedi fig. 19).

Per il generatore a RF variabile, si usano *circuiti ad accoppiamento elettronico* (E.C.O. e Tri-Tet) o il *circuito Franklin.* Con gli usuali circuiti è possibile eseguire misure di frequenza fino a 60 MHz con ottima precisione. Ad esempio, in fig. 21 è illustrato un frequenziometro a emissione il quale copre la gamma compresa tra 30 kHz e 60 MHz, consentendo di eseguire misure con l'incertezza di 1 unità su 10^4, munito di generatore a RF di eccezionale stabilità.

Per frequenze superiori, si sono realizzati strumenti a emissione che, rispondendo nelle linee generali a quanto già detto, fanno impiego di particolari circuiti oscillatori e speciali tubi elettronici per onde ultracorte. I circuiti oscillatori suddetti sono i medesimi visti trattando degli strumenti ad assorbimento, cioè, circuiti a contatto strisciante, butterfly e semibutterfly. Ad esempio, in fig. 23 è riportata la sezione oscillatrice del frequenziometro a emissione 857 A della General Radio, che utilizza un triodo per onde ultracorte WE316A, e ricopre con continuità la gamma di frequenze compresa tra 100 e 500 MHz. Il circuito oscillatorio, come si può ben vedere, è del tipo semibutterfly. Frequenze più elevate, fino a 3000 MHz, si sono raggiunte utilizzando circuiti butterfly.

I tubi impiegabili per le frequenze più alte sono: le ghiande tipo 955, 958 e 6F4; i tubi miniatura tipo 6AK5, 9002, 6AG5,

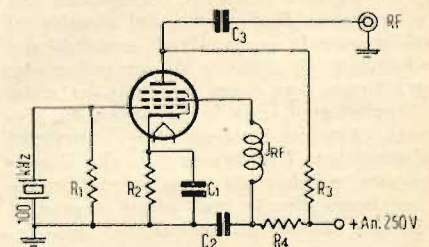



Fig. 19. - *Calibratore per il controllo periodico della taratura del frequenziometro a emissione di fig. 20.*

6C4, 6J4 e 6J6; i tubi WE316A, W1368A, e W1703A; i tubi lighthouse tipo GE446 e G1464A. Per questi ultimi, data la loro particolare forma, si usano circuiti butterfly a simmetria cilindrica.

Sono stati costruiti strumenti a emissione, facenti uso di cavità risonante, che consentono di estendere il campo delle frequenze misurabili oltre i 3000 MHz fino ai 10.000 MHz. In tali strumenti lo stadio generatore comprende un klystron reflex mentre lo stadio mescolatore utilizza cristalli di germanio.

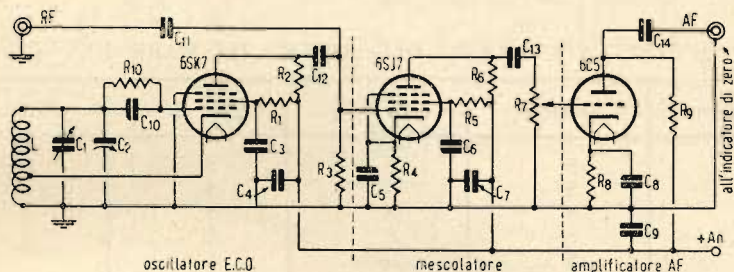



Fig. 20. - *Schema elettrico di un frequenziometro a emissione, con banda coperta dalla fondamentale, compresa tra 500 e 1000 kHz*

Fig. 23. - *Sezione oscillatrice del frequenziometro a emissione 857A della General Radio. Vedi testo.*

* * *

3) Quando, nella misura di frequenze incognite non molto elevate, siano richieste precisioni altissime, cioè incertezze dell'ordine di una unità su 10^6, gli strumenti sopra descritti (ad assorbimento o a emissione) non possono più essere utilizzati. E' allora necessario disporre di un campione primario di frequenza, stabilizzato a diapason o mediante cristallo piezoelettrico e procedere alla determinazione della frequenza incognita col *metodo della misura diretta della differenza di frequenza*, come ora accenneremo. Questo metodo trova comune applicazione nei Centri di Controllo delle stazioni di radiodiffusione, nei quali si procede a periodiche verifiche della frequenza di emissione delle stazioni radiotrasmittenti. Le cose sono disposte in modo che, all'uscita del generatore, sia tra l'altro disponibile una serie di frequenze campione, armoniche della fondamentale di 10 kHz. Applicando all'ingresso di un radioricevitore (col quale le stazioni da controllare vengono ricevute), o nel caso più generale, all'ingresso di un rivelatore eterodina, l'intero spettro di frequenze campione, la portante della stazione radiotrasmittente da controllare batte con la più vicina delle armoniche, determinando una frequenza di battimento compresa tra 0 e 5000 Hz. Per esempio, se la portante della stazione radiotrasmittente sotto controllo ha la frequenza di 814 kHz, per battimento di questa frequenza con l'ottantunesima armonica di 10 kHz, si ottiene la frequenza di 814 — 810 = 4kHz (4). La frequenza di battimento risultante, viene misurata per confronto con una frequenza generata da un oscillatore ad AF, ad alta stabilità, capace di coprire con continuità l'intera gamma compresa tra 0 e 5000 Hz. Questo secondo generatore viene tarato convenientemente, utilizzando una fondamentale di 200 Hz, pure disponibile all'uscita del campione primario di frequenza. Il confronto tra le due frequenze acustiche viene compiuto, ricercando sulla scala graduata del generatore ad AF, il punto di battimento zero. Ottenuta tale condizione, sulla scala medesima, si legge il valore della frequenza acustica che l'ha determinata e che deve essere sommato o sottratto alla frequenza dell'armonica che, con la portante della stazione, ha generato il battimento. Nell'esempio dato sopra, i 4 kHz del battimento, letti sulla scala del generatore ad AF, devono essere sommati all'ottantunesima armonica di 10 kHz, per avere la frequenza incognita di 814 kHz. Ma nel caso, ad esempio, che la frequenza della portante sia di 1357 kHz, questa entrerà in battimento con la *centotrentaseiesima* armonica del campione primario e determinerà la frequenza di battimento di 3 kHz, valore che, letto come si è visto, sulla scala graduata del generatore ad AF, dovrà essere sottratto al valore della *centotrentaseiesima* armonica, per ottenere la frequenza incognita. Per sapere se bisogna fare la somma o la sottrazione, conviene aumentare leggermente la frequenza del rivelatore eterodina. Se a tale operazione corrisponde una nota di battimento più acuta (aumento di frequenza) se ne deduce che la frequenza incognita è maggiore della *ennesima* armonica di 10 kHz che è entrata in battimento con quella, in caso contrario, che è minore. Una certa difficoltà presenta la misura, quando la frequenza incognita è del medesimo ordine di grandezza della armonica di riferimento con cui essa si batte. Sia, ad esempio, da controllare la portante di una stazione radiotrasmittente avente la frequenza di 810,015 kHz. Per battimento di questa frequenza con la *ottantunesima* armonica di 10 kHz si ottiene la frequenza di 15 Hz, praticamente non confrontabile con altra frequenza. E' allora necessario ricorrere a una eterodina, la quale generi una frequenza ausiliaria, ad esempio di 812 kHz. Avremo allora le tre frequenze:

810,000 kHz; 810,015 kHz; 812,000 kHz.

Per battimento tra la seconda e la terza frequenza si ottiene una frequenza di 1985 Hz, mentre per battimento tra la prima e la terza si ottiene una nuova frequenza di 2000 Hz. Effettuando separatamente le due misure e facendo la differenza dei valori ottenuti, si ottiene: 2000 — 1985 = 15 Hz che, aggiunti a 810 kHz dànno appunto la frequenza di 810,015 kHz. (6528)

Fig. 21. - *Frequenziometro a emissione costruito dalla H. W. Sullivan, Ltd., di Londra. Gamma coperta da 30 kHz a 60 MHz, con incertezza di una unità su 10^4. Altre caratteristiche: coefficiente di temperatura della frequenza inferiore a 5 unità su 10^6 per grado Fahrenheit; incertezza di lettura 2 unità su 10^5; incertezza per interpolazione semplice 2 unità su 10^5; variazioni di stabilità per brevi periodi, in condizioni di ragionevole costanza della temperatura, poche unità su 10^6.*

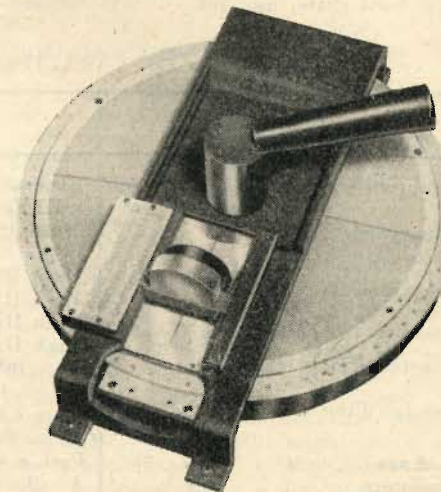



Fig. 22. - *La grande precisione consentita nella esecuzione delle misure di frequenza con il frequenziometro a emissione, illustrato in fig. 21, è anche conseguenza della cura con cui è costruita la scala a lettura diretta, qui rappresentata.*

ERRATA-CORRIGE

Nella prima parte del presente articolo (n. 6, giugno 1951, pag. 131) sono sfuggiti i seguenti errori:

didascalia della fig. 1, penultima e ultima riga, leggere: *mica argentata,*

didascalia della fig. 2, terza riga, correggere: C1, C2 = 0,0159 microF,

idem, aggiungere la quinta riga e leggere: *la banda di AF coperte va da 20 a 12.500 Hz.*

(4) La determinazione dell'ordine dell'armonica più vicina alla frequenza incognita, viene eseguita ricorrendo a un buon frequenziometro.

RADAR A RISPOSTA

(PARTE TERZA)

BERARDO BIRARDI

DESCRIZIONE DI ALCUNE APPARECCHIATURE

3) Risponditore SCR - 695 A del sistema IFF Mark III e Mark III G (americano) (Foto n. 10).

Questo apparato, di ingombro assai ridotto, è portato a bordo degli aerei e funziona da beacon nel sistema IFF. Il suo funzionamento risponde ai principii generali già esposti nella prima parte (1). E' del tipo ad « escursione di sintonia »: la banda IFF (157 - 187 MHz) viene esplorata ciclicamente, il ciclo è della durata di 2 secondi e mezzo, il risponditore resta sintonizzato sul canale di un qualsiasi interrogatore, entro questa banda, per circa 1/4 di secondo. I circuiti sono disposti in modo che, durante il tempo di sintonizzazione sull'interrogatore, il risponditore può replicare in 4 modi:

1) con nessuna risposta;

2) con una serie di impulsi stretti (5 ÷ 12 μsec);

3) con una serie di impulsi larghi (17 ÷ 30 μsec);

4) con una serie di impulsi molto larghi (60 ÷ 100 μsec).

Quattro cicli di esplorazione costituiscono il tempo base per il codice. Il quarto tipo di risposta (impulsi molto larghi) viene usato per indicare la situazione di « emergenza », cioè quando l'aereo chiede soccorso; gli altri tre vengono combinati, nei quattro cicli del tempo base di codice, per dare sei distinti codici. E' chiaro che sull'indicatore dell'interrogatore comparirà la « risposta » durante il quarto di secondo in cui il risponditore è sintonizzato sul canale dell'interrogatore. Quindi per un quarto di secondo, ogni due secondi e mezzo, sull'indicatore compare un impulso che può essere o nullo, o stretto, o largo, o molto largo. I codici sono indicati sulla Tabella 9.

I varii codici vengono usati quando è necessaria la discriminazione fra varii tipi di bersagli amici, o per sicurezza quando si tema l'uso di risponditori da parte di nemici.

L'uno o l'altro codice vengono inseriti con la manovra di un commutatore posto sulla « control box » ove son sistemati tutti i comandi del risponditore, che è posta a portata del pilota dell'aereo.

I comandi della « control boz » azionano le operazioni del risponditore mediante opportuni relays.

* * *

Sistema IF Mark IIIG. - Per il controllo della caccia nel sistema GCI è particolarmente utils distinguere facilmente i caccia amici sotto controllo fra tutti gli altri aerei amici. Le informazioni del sistema IFF Mark III non possono esser rappresentate sul tubo PPI della stazione GCI (SCR - 588 o SCR - 527 o SCR - 627) perchè la frequenza di lavoro è diversa (200 MHz).

Il risponditore SCR 695 A contiene, allo scopo di lavorare nel sistema GCI, un circuito addizionale (costituente un risponditore completo) che lavora sulla frequenza fissa del GCI e risponde con gruppi di impulsi corti, cinque gruppi al secondo [si ottiene in tal modo una rappresentazione « chopping coding » di cui si è parlato alla fine del paragrafo 4 della prima parte (2)] in modo continuo. Questo circuito viene messo in azione dal pilota del caccia manovrando un apposito commutatore.

Il risponditore ha una antenna per ricevitore e trasmettitore Mark III. ed una per ricevitore e trasmettitore Mark III G. Le antenne sono a stilo in quarto d'onda.

L'SCR - 695 A contiene infine un circuito *distruttore* costituito da una carica esplosiva con innesco elettrico. Il distruttore aveva lo scopo di rendere inservibile e... non studiabile l'apparato in caso che il pilota lo dovesse abbandonare in territorio nemico: la carica veniva fatta esplodere azionando l'innesco elettrico con apposito interruttore.

Le caratteristiche dell'SCR - 695 A sono riportate in Tabella 10.

Anche un esemplare di questo apparato è in funzionamento presso il centro di Studi per la Fisica delle Microonde di Firenze.

Il ricevitore è a superreazione con spegnimento a 300 KHz separato, rivelazione ed amplificazione video separati, ed è fornito di circuiti per la stabilizzazione automatica del guadagno (AGS).

Come già accennammo nella prima parte, l'AGS ha lo scopo di render costante il guadagno dello stadio a superreazione *in assenza di segnale*; a tale scopo l'inviluppo del rumore di fondo (prelevato dopo la rivelazione della uscita r.f. dello stadio a superreazione) viene amplificato ed utilizzato per applicare sulla griglia dello stadio a superreazione una tensione negativa proporzionale al rumore di fondo; se il guadagno tende ad aumentare questa tensione negativa aumenta riducendo a sua volta il guadagno, che resta così stabilizzato. Sistemate le cose a questo modo, in presenza di segnale è lo stadio superreattivo (a « linear mode ») che provvede a regolare automaticamente il suo guadagno in modo da dare, entro certi limiti, un segnale di uscita circa costante qualunque sia l'ampiezza di quello di entrata. Questo segnale di uscita viene rivelato e, dopo

TABELLA 9 - CODICI DEL SISTEMA IFF MARK III.

N. Codice	I ciclo	II ciclo	III ciclo	IV ciclo
1	S	S	S	S
2	S	—	S	—
3	S	S	S	—
4	S	S	L	L
5	S	—	L	—
6	S	S	L	—
emergenza	ML	ML	ML	ML

S = stretto = 5 ÷ 12 microsecondi
L = largo = 17 ÷ 30 microsecondi
ML = molto largo = 60 ÷ 100 microsecondi
— = nessun impulso
dopo 4 cicli si ricomincia daccapo.

TABELLA 10 - CARATTERISTICHE DELL'SCR-695-A.

Riferimento	Dati
Caratteristiche generali . . .	Risponditore per il sistema IFF Mark III e Mark III G
Dimensioni	33x23x32 cm³
Peso	15 kg
Frequenza	Mark III : 157-187 MHz Mark III G : 200 MHz
Lunghezza d'onda	Mark III : 1,9-1,6 m Mark III G : 1,5 m
Potenza d'impulso	5 ÷ 10W
Durata d'impulso	5 ÷ 12 μsec. (stretto) 17 ÷ 30 μsec. (largo) 60 ÷ 100 μsec. (molto largo)
Cadenza	Pari a quella dell'interrogatore
Radiatore	A stilo in quarto d'onda
Ricevitore	A supereazione, del tipo a modo lineare a spegnimento separato con frequenza di spegnimento di 300 kHz
Portata	100 km
Alimentazione	28 V - 5 A c.c.

(1) Vedi « Radar a risposta », *l'antenna*, XXIII, n. 5, maggio 1951, pag. 101 e segg.

(2) Loco citato, pag. 103.

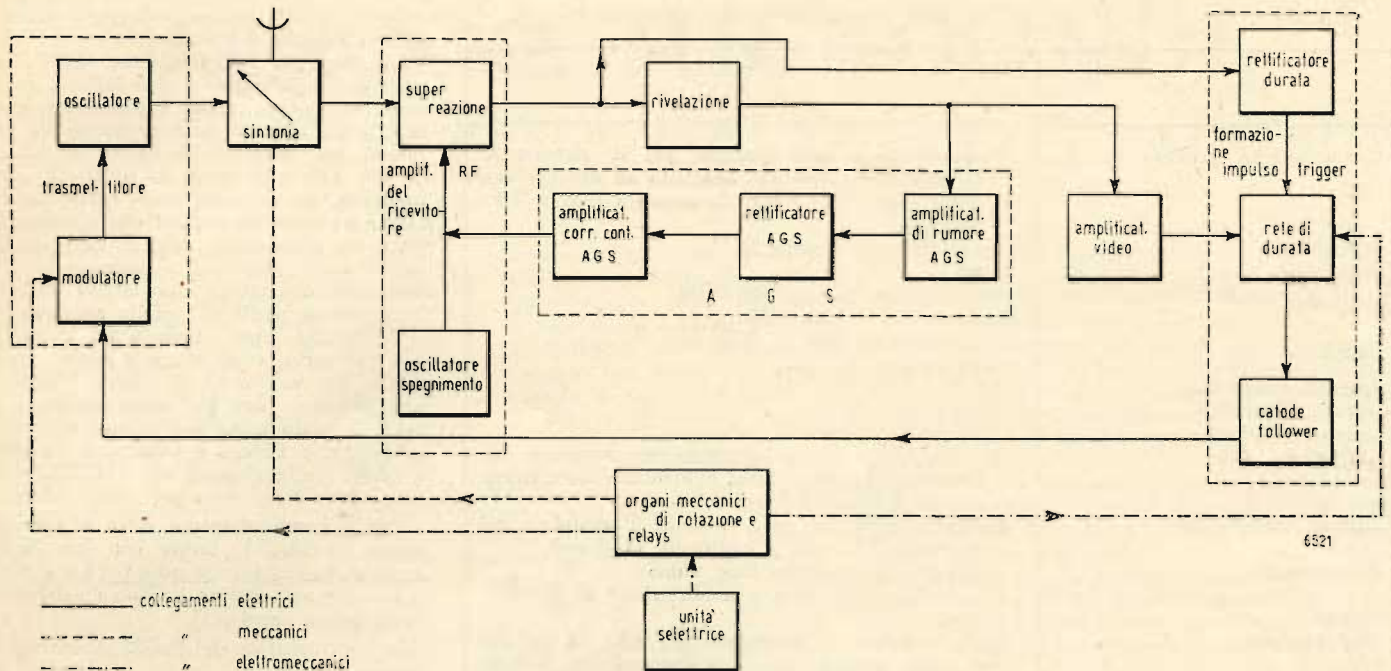



Fig. 9. - *Stenogramma del Risponditore SCR 695 A*

una amplificazione video, viene applicato al « circuito formatore di impulsi » che genera gli impulsi triggers per il trasmettitore. Questo circuito è costituito da una « rete di durata » formata di circuiti RC con varie costanti di tempo; questa rete viene sbloccata dagli impulsi provenienti dal ricevitore, e per ciascuno di questi forma a sua volta un impulso rettangolare positivo la cui durata dipende dalla costante RC del circuito inserito: si hanno tre costanti corrispondenti agli impulsi stretti, larghi e molto larghi del codice.

L'impulso uscente dalla rete di durata viene applicato ad un amplificatore cathode follower.

L'impulso trigger che esce dal c.f. passa al modulatore del trasmettitore. Il modulatore è costituito da una rete di circuiti RC a varie costanti di tempo, posta sul circuito catodo-griglia del tubo oscillatore. Quando è applicato l'impulso trigger positivo (sulla griglia) il tubo si sblocca e la capacità della rete aumenta la sua carica, aumentando la polarizzazione negativa della griglia, fino a portare di nuovo il tubo in interdizione; si hanno anche qui tre costanti RC corrispondenti agli impulsi stretti, larghi e molto larghi del codice.

La lunghezza degli impulsi di risposta dipende quindi dalla azione combinata delle costanti di tempo della rete di durata del circuito formatore di impulsi, e della rete di polarizzazione del modulatore del trasmettitore.

Vediamo adesso sommariamente quale è il meccanismo col quale vengono compilati i codici di risposta.

La base dei codici, abbiamo detto, è costituita da un ciclo di 4 risposte dalla durata di 1/4 di secondo ed intervallate di 2 secondi e mezzo. Questa risposta intermittente è ottenuta con la « esplorazione di sintonia ».

Il circuito risonante a r.f. è infatti comune per il ricevitore e per il trasmettitore; la sua sintonia viene variata facendo ruotare una spira in cortocircuito entro la bobina dello stesso circuito risuonante. Questa rotazione è comandata con un sistema biella-manovella da una « camma » posta in rotazione dal motore del dynamotor di alimentazione. Le cose sono aggiustate in modo da avere una escursione di sintonia a « dente di sega » cioè con andata lenta e ritorno veloce. La base dei codici è costituita da 4 di queste esplorazioni. In ciascuna i circuiti devono esser predisposti in modo da avèrsi una risposta nulla, o ad impulso stretto, o largo, o molto largo.

La risposta nulla è ottenuta interrompendo la alimentazione anodica del ricevitore e trasmettitore.

Le altre tre inserendo, nella rete di durata ed in quella del modulatore, delle capacità tali da dare le opportune costanti di tempo RC. L'una o l'altra inserzione viene ottenuta a mezzo di « camme » la cui rotazione è pure comandata dal motore del dynamotor, che chiudono od aprono i circuiti dei relays di inserzione.

La scelta del codice vien fatta sulla « unità selettrice » della « control box » ove un commutatore a due vie e sei posizioni predispone i circuiti dei relays di inserzione in modo che questi obbediscano oppure no al comando proveniente dalle « camme ».

In fig. 9 è visibile lo stenogramma del risponditore.

4) Risponditore Fu G 25 (tedesco)

E' usato nel sistema di identificazione tedesco degli aerei amici. Esso risponde a radar terrestri di corta portata (Würzburgs) con impulsi codificati. Prodotto dalla « Lorenz », ha una portata di 60 km, che è la portata del Würzburg.

E' composto di due unità: un ricetrasmettitore (SE25) ed un « generatore di nota » che include un convertitore per la alimentazione. Il ricevitore è sintonizzato sulla frequenza del Würzburg (550 MHz) ed il trasmettitore copre la banda 150-160 MHz dell'apposito ricevitore IFF del Würzburg. L'identificazione è acustica. Il ricevitore è costituito da un diodo rivelatore seguito da tre stadii amplificatori, la sua uscita comanda il trasmettitore a tre tubi (oscillatore pilota e due amplificatori in controfase duplicatori di frequenza). Un segnale di 2 mV con 30 % di modulazione all'ingresso del ricevitore è sufficiente per comandare la emissione del trasmettitore sulla frequenza portante di 157 MHz con una potenza di uscita di 200 mW.

L'emissione è codificata manipolando sia la frequenza portante che quella di modulazione con la scelta di due codici. Una lampada al neon, azionata da un relay, avvisa il pilota che il risponditore è interrogato.

Il FuG25 era designato per operare su aerei da caccia diurna e notturna come i Me 109, FW 190, Me 110 F - 4, Ju 88 C - 6 e Do 217 J/N.

Le caratteristiche sono riportate in Tabella 11.

5) Risponditore Fu G 25A (tedesco)

Questa è una versione modificata del Fu G 25, ed è designato per operare con radar terrestri di media e grande portata tipo « Freya ». Perciò la sua portata (150 ÷ 250 km) è assai maggiore di quella del FuG24. La sua funzione principale è quella di risponditore nel sistema

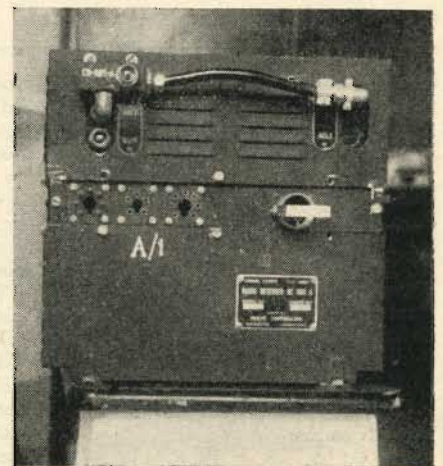



Foto 10
Risponditore SCR-695 A
I tre « plugs » a sinistra nel centro servono per la inserzione dei comandi a distanza (scatola di controllo e scatola selettrice dei codici). Nel foro a destra è alloggiata la carica esplosiva del circuito distruttore. In alto i « plugs » del cavo di antenna per l'IFF Mark III e per l'IFF Mark III G.

TABELLA 11 - CARATTERISTICHE DEL RISPONDITORE TEDESCO Fu G 25.

Riferimento	Dati
Caratteristiche generali	Risponditore a corta portata per il sistema di identificazione tedesco, destinato ad operare con radar tedeschi terrestri da scoperta tipo « Würzburg »
Dimensioni	20x14x15 cm³ (il solo SE 25)
Peso	8 kg
Frequenza	interrogazione 550 ÷ 580 MHz risposta 150 ÷ 160 MHz
Lunghezza d'onda	interrogazione 0,55 ÷ 0,52 m risposta 2 ÷ 1,88 m
Potenza d'impulso	0,2 W
Durata d'impulso	2 microsecondi
Cadenza d'impulso	5000 Hz
Radiatore	A stilo lungo 32 cm direttamente connesso con l'ingresso del ricevitore, e mediante adattamento con l'uscita del trasmettitore
Tipo di modulazione	La trasmissione in onda continua è modulata dal generatore di nota e codificata in Morse
Ricevitore	A rivelazione-amplificazione video E' sensibile solo ad una modulazione di 500 Hz
Portata	60 km
Alimentazione	Un « tougeber » (generatore di nota) ed un dynamotor in una sola unità operanti con alimentazione in continua
Tubi	Trasmettitore: 1 RV12P2000, 2 RVP2000 Ricevitore: 1 LG1, 3 RV12P2000

di identificazione, ma fu impiegato pure nei sistemi di bombardamento cieco e di radionavigazione aerea.

Fabbricato dalla « Gema », l'apparato consiste in una unità di tre sezioni: ricetrasmettitore, manipolatore dei codici, ed alimentatore. Due codici determinati possono esser scelti per il trasmettitore inserendo due « chiavi » nel manipolatore. Questo è costituito da due file di commutatori il cui comando appoggia su « camme » ruotanti. Introducendo la « chiave » e ruotandola di 90° si solleva un certo numero di commutatori della fila corrispondente alla chiave rendendoli liberi dalle «camme»: i commutatori restanti formano, durante la rotazione delle «camme», la sequenza del codice agendo sul circuito alta tensione del modulatore del trasmettitore.

Ogni fila di commutatori (che sono 10 per fila) permette la scelta di oltre 1000 codici.

Il ricevitore è una supereterodina ad otto tubi.

L'amplificatore m.f. è sintonizzato sulla frequenza fissa di 7 MHz; l'oscillatore locale opera perciò 7 MHz sopra la banda di frequenza del segnale entrante ed è sintonizzato lungo la banda 130-135 MHz per mezzo di condensatore ruotante con velocità di 400 giri/sec., connesso sul circuito risonante dell'oscillatore.

Un tubo per alte frequenze (LD1), capace di lavorare fino a 6000 MHz, è usato come oscillatore locale. I trasformatori di m.f. sono smorzati con resistente in parallelo per dare una larghezza di banda di 700 kHz con meno di 6 dB di attenuazione. Se all'uscita dello stadio rivelatore è presente un segnale con tensione di picco di almeno 2,6 volt, il tubo modulatore viene sbloccato e comanda il trasmettitore che emette uno stretto impulso (0,5 microsecondi) di grande ampiezza.

Il FuG25A, pur essendo un risponditore per aerei, viene messo a posto a terra prima del decollo ed il segnale Morse di identificazione non può esser cambiato in volo. E' stato usato nei sistemi di radionavigazione: l'aereo è localizzato da terra a mezzo delle risposte del FuG25A, e la rotta viene comunicata per radio all'aereo.

Per il bombardamento cieco a gran distanza il FuG25A lavora con due Radar Freya » che funzionano ad « Cat » e « Mouse » come nel sistema « Oboe » americano [vedi prima parte (3)].

Le caratteristiche del FuG25A sono riportate in Tabella 12. ✱

TABELLA 12 - CARATTERISTICHE DEL Fu G 25 A

Riferimento	Dati
Caratteristiche generali	Risponditore a lunga portata per i sistemi tedeschi di identificazione, radionavigazione e radiobombardamento per aerei, destinato ad operare con Radar tedeschi da scoperta a lunga portata tipo « Freya »
Dimensioni	36x21x14 cm³
Peso	15 kg
Frequenza	interrogazione: 12-128 MHz risposta: 152,2-161 MHz
Potenza d'impulso	400 W
Durata d'impulso	0,5 microsecondi
Cadenza d'impulso	500 Hz
Radiatore	A stilo lungo 36 cm comune per trasmettitore e ricevitore attraverso la speciale unità di adattamento di antenna
Tipo di codice	Trasmissione in onda continua manipolata in codice Morse
Ricevitore	Supereterodina ad otto tubi M.F. di 7 MHz con 700 kHz di banda
Portata	
Alimentazione	Un convertitore c.c.-c.a. che assorbe 28V-4A, fornisce una tensione alternata 20V-130Hz al primario del trasformatore di alimentazione
Tubi	Trasmettitore: 1LS 50 Ricevitore: 6 RV12P2000, 2 LD1

(3) Loco citato, pag. 101.

NEL FASCICOLO DI SETTEMBRE

... il Dott. Ing. Berardo Birardi, del Centro Studi per la Fisica delle Microonde del Comitato Nazionale delle Ricerche, che con il presente articolo ha concluso l'esame dei Radar a risposta, inizierà la trattazione dei Radar Iperbolici.

IN BREVE

LA stazione di Radio Vaticana è oggetto di profonde trasformazioni: agli studi fissi si aggiungeranno degli studi mobili su trattore. La potenza dell'emettitore ad one corte sarà portata a 50 kW. Gli studi installati all'esterno della città saranno collegati alla trasmittente a mezzo di cavi Hertziani.

Attualmente si procede all'erezione di un nuovo trasmettitore ad onde corte della potenza di 100 kW; questo trasmettitore è stato offerto dai cattolici olandesi.

Radio Vaticana si rivolge in 23 lingue all'Europa, al vicino Oriente, al Congo ed all'America.

* * *

SI calcola che in Germania vi siano dal 30 al 40 % di auditori cladestini contro i quali sono in atto misure repressive.

In Baviera, dove 500.000 utenti avevano omessa la propria denuncia, sono comminate ammende fino a 150 DM (L. 25000); gli appelli diffusi da Radio Monaco e Brema hanno dati buoni risultati. A Stuttgart, specialisti muniti di appositi apparecchi rivelatori hanno già scoperto 500 clandestini.

Il numero degli utenti si è accresciuto di 90.000 unità; il numero dei ricevitori per auto, dichiarati, è salito da 400 a 1600 in un anno.

* * *

SOTTO il nome di Askarels i chimici hanno messo a punto dei nuovi prodotti isolanti sintetici incombustibili che si raccomandano per il loro isolamento e la possibilità di raffreddamento nei trasformatori e regolatori di induzione.

Questi prodotti possono ancora servire quale riempimento dei condensatori a carta e all'impregnazione dei cavi.

BANCO A MICROONDE

PER ESPERIENZE NELLA BANDA DEI TRE CENTIMETRI

COME è noto, vengono chiamate microonde le onde elettromagnetiche comprese fra le onde radio ultracorte e le radiazioni infrarosse. Esse furono prodotte con apparecchi rudimentali già da Hertz e da Righi alla fine del secolo scorso, ma solo oggi, per un prodigioso sviluppo della tecnica, avvenuto principalmente sotto la spinta di esigenze belliche, le microonde possono dirsi aperte alle più vaste applicazioni tecniche e scientifiche.

La nuova tecnica delle microonde è stata fondamentale per la realizzazione dei moderni Radar, e notevoli sono le applicazioni nel campo delle telecomunicazioni.

Dal punto di vista scientifico le microonde si mostrano del più alto interesse non solo per le dirette applicazioni in campo fisico e biologico, ma anche perchè esse risultano ottimamente adatte per lo studio, in opportuna scala, di tutti i fenomeni legati alle onde elettromagnetiche, dalle onde per radiocomunicazioni alle onde luminose e ai raggi X.

Ciò è dovuto alle seguenti fondamentali caratteristiche delle microonde:

— esse vengono prodotte con mezzi elettrici, con possibilità quindi di ottenere radiazioni assolutamente monocromatiche, e con possibilità di regolare con precisione la frequenza e l'intensità;

— hanno una lunghezza d'onda sufficientemente piccola per l'osservazione del comportamento della radiazione secondo le leggi dell'ottica geometrica;

— d'altra parte, la loro lunghezza d'onda è ancora sufficientemente grande per un comodo studio dei più fini fenomeni d'interferenza e di diffrazione.

Il banco a microonde costruito dalle Officine Galileo è un'apparecchiatura che permette di riprodurre in scala comoda per l'osservazione, fenomeni, che con lunghezze d'onda molto più piccole (infrarosso, luce, raggi X) risultano di difficile o impossibile osservazione, e fenomeni che, con lunghezza d'onda molto più grandi (radiocomunicazioni), richiedono per l'osservazione ingombranti e costose costruzioni.

Inoltre, il banco costituisce un'apparecchiatura per misure nella banda dei 3 cm.

Il banco a microonde è stato realizzato in base a studi ed esperienze del Centro Microonde del C.N.R. che già lo ha impiegato per studi sperimentali nei vari campi della fisica delle onde elettromagnetiche.

Esso è essenzialmente costituito da un generatore e da un ricevitore montati su un apposito tavolo, e risponde alle seguenti principali caratteristiche:

— lunghezza d'onda variabile fra 3,1 e 3.6 cm;
— possibilità di emettere onde piane, convergenti, divergenti, polarizzate rettilineamente in qualunque direzione oppure polarizzate circolarmente o ellitticamente;
— possibilità di analizzare in ricezione la polarizzazione;
— possibilità di effettuare misure di lunghezza d'onda, di attenuazione, d'intensità mediante appositi strumenti;
— funzionamento come banco ottico;
— funzionamento come misuratore di riflessioni (rivelatore di ostacoli);
— funzionamento come rivelatore di corpi in movimento (effetto Doppler);
— possibilità di usare il generatore ed il ricevitore per prove e misure su linee a guida d'onda.

Generatore

La sorgente di microonde è un tubo klystron tipo 723 A/B (2 K25). La regolazione della lunghezza d'onda si effettua agendo sulla cavità del klystron e sulla tensione di repulsione mediante i comandi posti sul pannello frontale.

La radiazione emessa dal klystron viene smistata da un sistema di guide d'onda alle varie parti del generatore.

Un rivelatore di microonde, permanentemente inserito, dà una indicazione della potenza generata per mezzo di uno strumento montato sul pannello frontale. Su questo stesso strumento si osserva la risonanza dall'ondametro a cavità ad alto Q, la cui manovra è effettuata mediante una testa micrometrica sporgente dal pannello. Una curva di taratura permette di passare dalla lettura sulla testa micrometrica alla lunghezza d'onda.

Un attenuatore variabile resistivo di alta stabilità, a lamina di vetro metallizzato, portante una scala tarata in decibel alle varie lunghezze d'onda, permette di portare al livello dovuto la potenza che viene utilizzata.

A valle dell'attenuatore è sistemata una flangia normalizzata a cui si può attaccare qualunque elemento della serie di strumenti ed accessori che le Officine Galileo costruiscono per esperienze e misure su strutture a microonde.

Nel funzionamento normale del banco a questa flangia è collegata una guida d'onda curvilinea, che porta la radiazione al polarizzatore, fissato sopra al cofano del generatore.

Nel polarizzatore un tamburo girevole graduato permette di variare il piano di vibrazione dell'onda emessa, e un bottone micrometrico regola il tipo di polarizzazione (rettilinea, ellittica, circolare).

All'uscita del polarizzatore è collegato uno speciale radiatore che permette di illuminare il riflettore indipendentemente dal tipo di polarizzazione. Il radiatore è anche studiato in modo che la zona d'ombra da esso prodotta sia molto piccola.

Il riflettore è un paraboloide di rotazione che può essere spostato lungo il suo asse ottico mediante un apposito bottone, per poter variare la curvatura dell'onda emessa.

Quando il generatore funziona come rivelatore di ostacoli, fissi o in movimento, viene sfruttato il T magico posto fra il klystron e l'attenuatore per smistare l'energia riflessa al rivelatore a cristallo, situato in uno dei rami del T. Per regolare di volta in volta la simmetria del T e ridurre eventualmente al minimo l'energia diretta che può entrare nel rivelatore, è predisposto sul pannello frontale un apposito comando.

Un multivibratore fornisce la modulazione a onda quadra a 1000 periodi, necessaria per funzionamento del ricevitore. La forma d'onda quadra della modulazione fa sì che la radiazione del klystron sia monocromatica.

Per passare da onda modulata ad onda persistente esiste un commutatore sul pannello frontale. E' possibile modulare il generatore con un segnale esterno, attraverso un bocchettone appositamente previsto.

L'alimentazione è stabilizzata, e un commutatore permette di leggere sullo strumento la tensione anodica e di repulsione fornite al klystron.

Un ampio sportello posteriore consente di accedere al cambia - tensione e alle valvole, e permette la visione dei principali elementi del circuito a microonde.

Ricevitore

La parte a microonde è costituita da una guida d'onda che ad una estremità porta l'antenna, mentre sull'estremità opposta sono montati il cristallo rivelatore e un sistema di adattatori fissi, che permettono di avere il ricevitore automaticamente accordato su tutta la gamma di funzionamento del generatore. Tutta questa parte è girevole sul suo asse per poter analizzare la polarizzazione dell'onda ricevuta; la posizione angolare si legge su un tamburo graduato.

Sono previste due antenne:

Una a tromba, con guadagno di 15 dB rispetto alla sorgente isotropa, per il funzionamento normale; l'altra, a guida d'onda adattata allo spazio libero, per le esperienze in cui il ricevitore deve essere pressochè puntiforme. La parte che adatta la guida allo spazio libero è costruita in modo da poter servire come flangia normale per il collegamento al ricevitore di elementi generici per microonde.

Il complesso precedente è montato su una colonna con base fornita di movimento a vite senza fine. Mediante questa vite la colonna può essere spostata micrometricamente sia in senso longitudinale che in quello trasversale. Per i grandi spostamenti radiali, e per gli spostamenti angolari, il ricevitore è guidato da una stecca fulcrata nel centro del tavolo

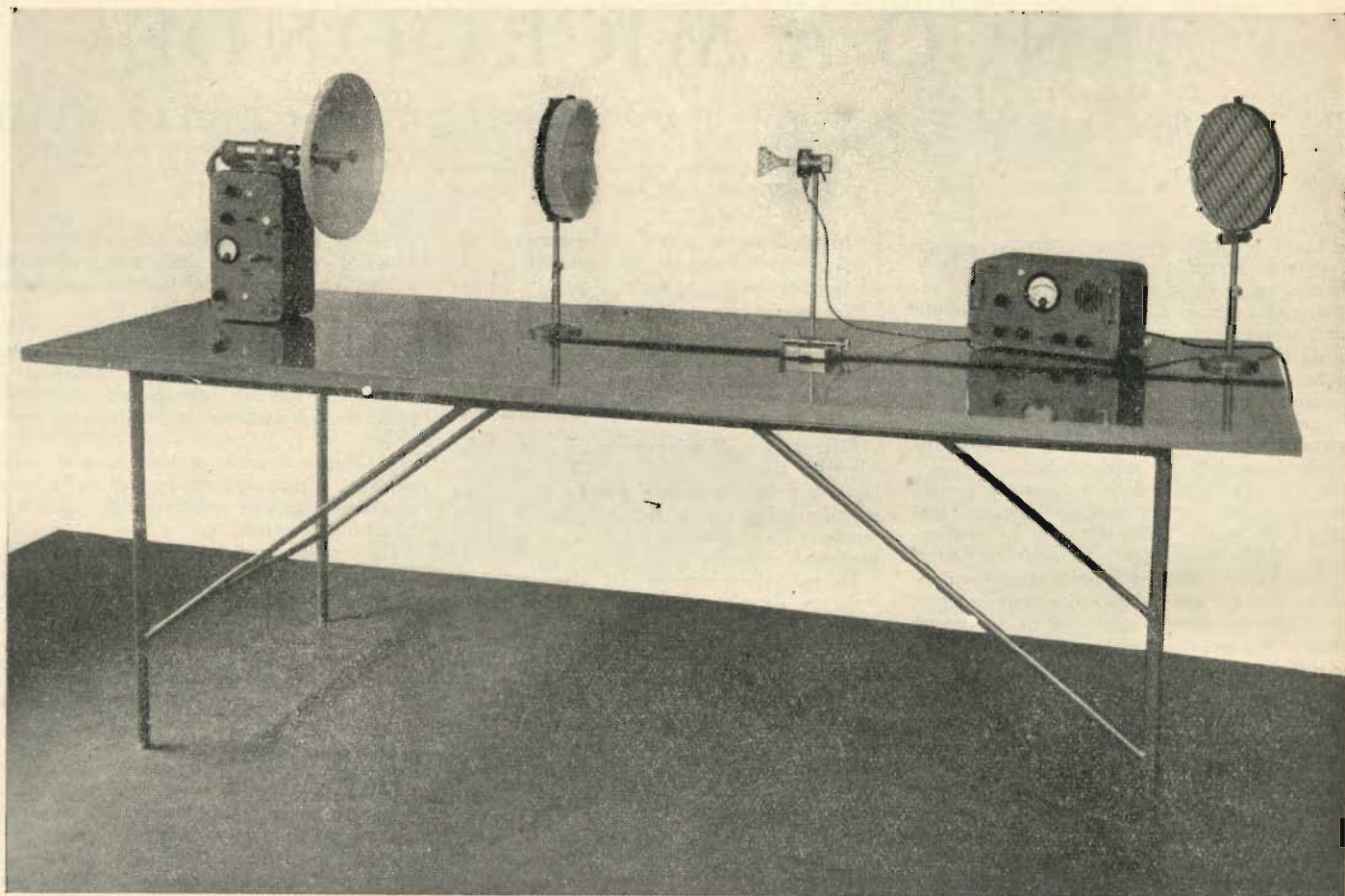
L'uscita del ricevitore a microonde è collegata, mediante cavo schermato, ad un amplificatore.

Questo è un amplificatore di misura ad alta sensibilità, con alimentazione stabilizzata, fornito di uno strumento indicatore e di un altoparlante per audizioni collettive.

L'amplificatore è a doppio circuito, commutabile, uno a banda larga, 50 ÷ 15.000 Hz, uno a banda stretta, 800 ÷ 1.200 Hz.

Con questo secondo circuito viene grandemente ridotta la rumorosità dei cristallini al silicio, particolarmente notevole alle basse frequenze, così da ottenere un elevato rapporto segnale/rumore.

Le entrate dei due circuiti sono separate perchè ciò torna utile per certe misure nel campo delle microonde. La sensibilità è regolata separatamente per ciascun circuito da un commutatore a 3 posizioni, e da un regolatore continuo.

Esiste una presa di uscita per applicazioni varie.

Tavolo

Il tavolo è costituito da un piano indeformabile di metri 3 x 1,20, sostenuto da un telaio di tubi metallici. Nel centro del tavolo è imperniata una stecca graduata che permette di guidare il ricevitore sia nelle variazioni di distanza, sia nelle variazioni di direzione.

La lettura degli angoli si effettua su due goniometri, comandati dalla stecca di guida ed accessibili attraverso apposite finestre aperte su due lati del piano del tavolo.

Accessori

Il banco è normalmente corredato di un telaio metallico porta - schermi, e di uno schermo antiriflettente. Sono di dotazione normale anche tre supporti universali per gli oggetti in prova.

Si forniscono poi su richiesta lenti, polarizzatori, prismi, modelli di antenne, bersagli artificiali, e tutti gli elementi che possono essere necessari per gli studi di ottica elettromagnetica.

Esperienze e misure

Dalla precedente descrizione del banco, ogni sperimentatore può dedurre come questo apparato si presti ad un'infinità di ricerche e di misure. Non è possibile dunque farne un elenco: solo a titolo di esempio, e soprattutto per mostrare la tecnica d'impiego del banco, illustriamo alcune applicazioni:

a) *Diagrammi di radiazione di antenne*

Il banco a microonde costituisce un'apparecchiatura completa per lo studio di antenne nella banda dei 3 cm.

L'antenna in prova deve essere collegata alla guida d'onda del ricevitore, e tutto il ricevitore va fissato sul perno girevole del tavolo (a tale scopo esiste un alloggiamento nella parte inferiore della base), per poter fare le letture degli angoli sui goniometri.

Il generatore deve rimanere fisso a una distanza relativamente grande rispetto alle dimensioni delle antenne.

Una distanza più che sufficiente per avere dei diagrammi di radiazione corretti può essere ricavata dalla formula:

$$D = \frac{(44 + d)^2}{\lambda} \text{ cm.}$$

dove D è la distanza fra generatore e ricevitore, d è la dimensione massima dell'antenna in prova, espressa in centimetri e λ in queso caso è 3 cm. Naturalmente, per avere dei diagrammi regolari occorre che lo spazio fra l'antenna in studio e il generatore sia completamente libero. Ruotando il ricevitore sul suo asse si possono rilevare diagrammi di radiazione nel piano E, nel piano H, e in qualunque altro piano.

Il banco a microonde si presta anche per effettuare rapide ed economiche prove su modelli di antenne destinate a lavorare su lunghezza d'onda maggiori.

Queste antenne possono essere riprodotte in scala ridotta per poterle usare con una lunghezza d'onda nella banda dei 3 cm, ed il loro studio sperimentale può essere effettuato con poco costo e grande comodità con le attrezzature del banco e nello spazio di un laboratorio, prima di passare alla costruzione definitiva.

b) *Misura del guadagno di antenne*

Il guadagno può essere calcolato, mediante integrazione grafica, dal diagramma di radiazione determinato come detto precedentemente.

Va notato che il guadagno così calcolato non tiene conto delle perdite proprie dell'antenna.

Col banco però si può effettuare anche la misura diretta del guadagno. Registrato lo specchio del trasmettitore in modo che l'onda emessa sia piana, l'antenna in esame viene collegata al ricevitore, e questo si colloca a una certa distanza dal generatore, in modo che il campo sia uniforme in tutta la zona occupata dall'antenna.

Se X è la differenza di attenuazione in decibel che bisogna introdurre nell'attenuatore del generatore per ottenere la stessa lettura nel ricevitore, impiegando successivamente l'antenna in esame e la tromba di dotazione, il guadagno cercato, rispetto alla sorgente isotropa, è X + 15 decibel.

Per questa misura bisogna che le antenne siano perfettamente adattate. Può tornare utile allo scopo l'adattatore della serie di strumenti e accessori per 3 cm delle Officine Galileo.

La misura del guadagno può essere effettuata anche per confronto con altre antenne campione, e queste si possono applicare tanto al ricevitore che alla flangia posteriore del generatore.

c) *Esperienze di diffrazione da ostacoli*

L'attrezzatura del banco a microonde permette di studiare sperimentalmente la propagazione per diffrazione attraverso ostacoli di qualsiasi natura, quali modelli di struttura, di edifici, di montagne.

In queste esperienze il paraboloide del generatore sarà regolato per dare onde divergenti, piane, convergenti, secondochè si vuol simulare una sorgente puntiforme vir-

tuale, una sorgente all'infinito, o una sorgente puntiforme reale.

La sensibilità dell'apparecchiatura è tale che la distanza fra trasmettitore e ricevitore può essere di molte diecine di metri.

d) *Misura del coefficiente di trasmissione* (trasparenza) *e di riflessione*

Il banco a microonde permette la determinazione di questi coefficienti, nella banda dei 3 cm, con una notevole precisione, se si prendono le opportune precauzioni.

Per la misura del coefficiente di trasmissione, il generatore ed il ricevitore, allineati, vengono disposti alle estremità opposte del tavolo. Il materiale da provare deve essere in lastra, di superficie sufficientemente grande, in modo da estendersi oltre la sezione del diagramma di radiazione del ricevitore. Se ciò non è possibile, si può usare un diaframma, e tener conto delle oscillazioni dovute alle zone di Fresnell. Per evitare che il generatore risenta della eventuale riflessione della lastra in esame, occorre tenere questa a una certa distanza dal generatore, e leggermente inclinata rispetto al piano perpendicolare all'asse ottico del sistema. Il coefficiente di trasmissione è dato dalla radice quadrata del rapporto fra la potenza ricevuta con la lastra interposta, e quella ricevuta dopo aver tolto la lastra.

Naturalmente se la lastra è sottile il coefficiente di trasmissione risulta funzione dello spessore.

Per la misura del coefficiente di riflessione si regola il generatore per il funzionamento come rivelatore di ostacoli fissi.

La sostanza deve avere una faccia piana, e deve essere eliminato l'effetto della riflessione sulla seconda faccia (spessore grande, oppure seconda faccia sufficientemente inclinata).

Il provino deve essere disposto dinanzi al paraboloide del generatore, con la faccia piana normale all'asse ottico.

Il coefficiente di riflessione è dato dal rapporto fra la lettura effettuata con la disposizione indicata, e la lettura ottenuta sostituendo alla sostanza in esame la superficie di un buon conduttore, in identica posizione e con eguale dimensionamento.

Per questa misura la regolazione del T deve essere particolarmente curata.

Se il rapporto fra le potenze che si misurano è prossimo all'unità, le letture possono essere fatte sullo strumento del ricevitore, le cui indicazioni si possono ritenere proporzionali alla potenza; se detto rapporto è invece molto lontano dall'unità, è preferibile eseguire la misura mantenendo costante l'uscita del ricevitore, e leggendo le variazioni che si devono effettuare sull'attenuatore del generatore.

e) *Misura di lunghezza d'onda nella banda dei 3 cm*

Si può effettuare tanto per un'onda nello spazio, raccogliendola col paraboloide, quanto per una radiazione convogliata in guida d'onda, collegando questa alla flangia posteriore del generatore.

Tenendo il generatore spento, si ricerca la risonanza dell'ondametro come nel funzionamento normale.

Se l'intensità è troppo forte, ci si può servire dell'attenuatore incluso nel generatore; se l'intensità dell'onda da misurare è molto piccola, e l'onda è modulata, si collega l'entrata dell'amplificatore al bocchettone « amplificatore » del generatore, si porta al massimo la dissimetria del T, e ci si serve, per l'osservazione della risonanza, dello strumento dell'amplificatore.

f) *Esperienze di interesse ottico*

Il banco a microonde è in sostanza un banco ottico con queste due caratteristiche essenziali: una lunghezza d'onda macroscopica, e una radiazione perfettamente monocromatica.

Ciò permette di studiare comodamente e rapidamente: diffrazione da diaframmi e da reticoli, interferometri di vario tipo, filtri interferenziali, polarizzatori, riflessioni, sfasamenti ecc. Si possono anche effettuare esperienze impossibili ad eseguirsi direttamente con la luce, quali per esempio la misura delle onde evanescenti. (1)

Per le modalità e l'impiego valgono gli esempi di esperienze di carattere radiotecnico già illustrati.

Il banco serve anche ottimamente per il collaudo degli elementi ottici impiegati nelle radiocomunicazioni, quali lenti metalliche, polarizzatori, antenne passive, riflettori, ecc.

g) *Esperienze didattiche*

Il banco a microonde si presta particolarmente per esperienze didattiche sulla propagazione, sui sistemi di trasmissione e di ricezione, sulla diffrazione, sull'interferenza, sulla rifrazione ecc.

E' possibile anche dimostrare macroscopicamente la diffrazione dei reticoli cristallini mediante opportuni modelli. (2).

(1) - Per notizie su queste esperienze vedere: Esperienze di ottica elettromagnetica - N. Carrara, P. Checchucci, M. Schafiner - *Alta frequenza* 1948. Microonde evanescenti generate per diffrazione - M. Schafiner, G. Toraldo di Francia - *Nuovo Cimento* 1949.

(2) - Esperienze su modelli di reticoli cristallini nella banda delle onde centimetriche - M. Berti - *Ottica* 1950.

AL FESTIVAL BRITANNICO DEL 1951

CINEMA PER TRASMISSIONI TELEVISIVE

La televisione, che sta costantemente diffondendosi nel Regno Unito, è diventata ormai una parte importante nella vita di tutti i giorni e deve quindi avere il suo posto nella storia dell'Inghilterra, quale sarà rappresentata alla Esposizione della Riva Meridionale del Tamigi in occasione del Festival Britannico del 1951.

Vi saranno due padiglioni dedicati alla televisione: in uno di essi sarà installato un Telecinema che proietterà spettacoli dal vero o film trasmessi per televisione; l'altro a due piani accoglierà una mostra illustrante tutte le fasi di sviluppo attraverso gli anni di questa invenzione, e che dimostrerà ai visitatori come questa forma di spettacolo a domicilio sia entrata a far parte della storia britannica e debba quindi occupare il proprio posto nel quadro generale della vita britannica attraverso i secoli. Essa si fonde mirabilmente con l'esistenza del popolo, con il suo carattere, le sue tradizioni, le sue case e i suoi giardini, con gli sport e i divertimenti e con tutte le occupazioni che gli inglesi hanno tenuto a battesimo e diffuso in tutto il mondo. In Inghilterra, infatti, 14 anni fa, la televisione ha avuto i suoi inizi come regolare servizio pubblico.

Il Telecinema, che può contenere 400 persone, e l'altro padiglione che si eleva vicino, in un ombroso cortile dietro la Reale Sala da Concerti del Festival, sono stati ambedue costruiti in modo da rispondere di più moderni requisiti in fatto di proiezione e di acustica.

I visitatori entreranno per mezzo di un corridoio che fiancheggia la sala di controllo, un formidabile insieme di schemi e di pannelli di interruttori, visible attraverso una larga finestra chiusa da una vetrata. Dal corridoio essi passeranno nella sala di proiezione, dove alcuni posti sono sistemati al livello del pavimento, e gli altri in una galleria inclinata che finisce proprio vicino ad una piattaforma che sosterrà il proiettore televisivo. In aggiunta a normali proiettori cinematografici, che serviranno per cortometraggi su soggetti inerenti al Festival e prodotti dall'Istituto

Primo piano di una sala di controllo per televisione durante la trasmissione di un programma sportivo da parte della B.B.C.

Britannico del Cinema, quello televisivo proietterà dalla distanza di circa 18 metri su un normale schermo cinematografico.

INTERVISTE TRASMESSE PER TELEVISIONE

Gli spettatori del cinema potranno vedere spettacoli trasmessi da varie fonti. Vi saranno pellicole proiettate direttamente dal proiettore televisivo e scene di « vita reale » riprese dagli apparecchi mobili situati nellle zone all'aperto dell'Esposizione. Ma forse lo spettacolo più interessante sarà quello della trasmissione delle interviste con le celebrità ospiti del Festival. Queste proiezioni avverranno per mezzo di una macchina da presa posta nella sala dei controlli e fornita di obbiettivi rapidamente intercambiabili che potranno riprendere attraverso la finestra a vetri le immagini delle persone che si intrattengono nel « foyer » degli ospiti sull'altro lato del corridoio. Mentre le varie personalità si intratterranno con i giornalisti, contemporaneamente le loro immagini saranno proiettate sullo schermo del cinema.

Inoltre, per dimostrare la flessibilità della moderna macchina da ripresa televisiva, e provare che l'intervistato è veramente una persona in carne ed ossa che si trova sul posto, la lente lo seguirà finchè egli, traversando il corridoio entrerà nella sala delle proiezioni.

Ed in questo momento entrerà in funzione un nuovo trucco televisivo. Nella sala, essendo ancora sotto lo sguardo della macchina a ripresa, l'ospite « vittima » guarderà lo schermo di un piccolo apparecchio ricevente, del tipo familiare: la fotografia naturalmente sarà identica a quella proiettata sullo schermo grande e così gli spettatori vedranno l'immagine di una personalità che guarda un ancor più piccola immagine televisiva e così via.

Malcom Baker Smith, il 43enne produttore televisivo, commediografo e scenografo, che ha ideato la sistemazione del telecinema, è responsabile anche dell'esposizione nel padiglione vicino, esposizione che narra la storia della televisione dai primi esperimenti di John Logie Baird 25 anni fa a Londra, sino al normale servizio di trasmissioni televisive. La mostra permetterà anche di immaginare le possibilità future di questa invenzione.

SEQUENZA FOTOGRAFICA

La storia avrà inizio al primo piano con una raccolta di fotografie, di disegni e di modellini che narrano gli sforzi spesso fallaci degli uomini che per mezzo secolo hanno cercato di trasmettere le immagini con mezzi meccanici od elettrici.

Lo televisione del 1951, gestita come servizio giornaliero dalla B.B.C., sarà illustrata al piano superiore del padiglione sotto forma di fotografie, modellini ed effetti di proiezione che mostreranno come vengano effettuate dai servizi mobili le trasmissioni dall'aperto di avvenimenti sportivi e di cerimonie, come i drammi e le commedie siano provati e rappresentati davanti alle macchine negli studi, e come si vada in cerca in tutto il mondo di soggetti per i documentari ed i notiziari. All' « Ora Televisiva dei Bambini » sarà riservata una mostra a parte, ed i visitatori faranno la conoscenza dei due burattini preferiti dai piccoli spettatori, Muffin il Mulo e Andy Pandy.

Ma il « pezzo » più sorprendente della mostra sarà un enorme modello rappresentante uno studio del futuro per produzione televisiva, secondo la concezione di Malcom Baker-Smith. Si vedrà come l'opera classica « King Arthur » di Henry Purcell, compositore del XVIII secolo, potrebbe essere rappresentata in questo studio del futuro. Vi saranno tre palcoscenici separati che possono fondersi uno nell'altro. Il modello di questo teatro, popolato di fantocci alti 25 centimetri e vestiti di costumi oppositamente disegnati per loro, mostrerà la completa attrezzatura di uno studio televisivo, sorvegliato da una galleria di controllo perfetta in tutti i particolari, fornita perfino di piccoli schemi di controllo con i quadri che cambieranno man mano che le macchine da ripresa passeranno da una scena all'altra.

IN BREVE

L'UNIVERSAL PRESS comunica da New York che una nuova telescrivente che può trasmettere 3.000 parole al minuto è stata fabbricata negli Stati Uniti. Il tipo normale trasmette 3.000 parole l'ora. Si dice che la nuova macchina — che viene chiamata « Highspeed Fast » sia la più veloce che esista.

Come altre macchine similari, essa trasmette alla stazione ricevente anche fotografie, scritti e stampati pronti per l'uso.

Alla stazione ricevente, un motore aziona un cilindro trasparente che fa 1.800 giri al minuto. L'operatore inserisce nel cilindro il materiale che deve essere trasmesso. Un brillante punto di luce viene concentrato sulla pagina e si muove parallelamente al cilindro mentre questo gira. Una cellula fotoelettrica raccoglie la luce e le zone d'ombra della copia o della fotografia mentre il cilindro compie i suoi giri. Gli impulsi sono trasmessi per mezzo di linee telefoniche o radio-onde all'apparecchio ricevente in qualche lontana città, dove essi vengono trasferiti su una carta sensibilizzata ed impressi.

Queste telescriventi vengono usate per la trasmissione di copie di giornali, scoperte scientifiche, carte meteorologiche, corrispondenza d'affari non adatta per trasmissioni telegrafiche e per dati statistici. La Western Union Company che ha fabbricato questa nuova macchina afferma che la sua capacità è così grande che una rivista di 90 pagine può essere trasmessa in qualunque punto nello spazio di un'ora. Per un anno la compagnia ha fatto funzionare un modello sperimentale tra New York e Washington, D.C., ad una distanza cioè di circa 365 chilometri.

* * *

LA 18ª Fiera Britannica della Radio si inaugurerà a Londra il 28 agosto e terminerà col 18 settembre 1951. Una trasmittente speciale di televisione vi sarà installata a cura della B.B.C.

LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE

(segue da pagina 146)

plificazione; dalla placca viene quindi prelevato per sincronizzare in griglia l'oscillatore bloccato di linea costituito dalla sezione 2 della stessa ECC40; i denti di sega orizzontali ricavati nel circuito anodico dell'oscillatore bloccato alimentano lo stadio amplificatore finale di linea non rappresentato in figura; pure dal circuito anodico della sezione 2 della ECC40 è ricavata una componente continua, che inserita nelle bobine di deviazione di linea servono per variare l'ampiezza orizzontale del quadro.

La seconda via seguita dal sincro presente sull'anodo della EF40 separatrice è quella attraverso un altro circuito differenziante presentante la costante di tempo $RC = 300 \times 10^{-12} \times 0,1 \times 10^{6} = 30$ μsec; si realizza così l'isolamento degli impulsi inversi sincronizzanti di quadro, secondo il noto principio di separazione per differenziazione. Ricordando che per 819 linee e 50 trame al secondo, lo standard francese presenta le durate $t_1 = 4,9$ μsec e $t_2 = 19,6$ μsec, rispettivamente per gli impulsi di linea e di trama, per il caso di impulsi rettangoli negativi all'entrata del circuito differenz., applicando la [34] risulta che la differenza di ampiezza dei picchi inversi differenziati orizzontali e verticali, vale:

$$\Delta V = (e^{-t_2/RC} - e^{-t_1/RC})\ V = (e^{-19,6/30} - e^{-4,9/30})\ V =$$
$$= (e^{-0,653} - e^{-0,163})\ V = -(0,522 - 0,853)\ V = +\ 0,33\ V,$$

ossia l'eccedenza del picco inverso positivo verticale sui picchi inversi positivi orizzontali è ⅓ dell'ampiezza V dei segnali rettangolari applicati al circuito differenziante in esame. Si fa notare che secondo la [35] il valore più conveniente per la costante di tempo di detto circuito sarebbe alquanto minore di quello adottato in fig. 33, infatti, secondo tale formula, si ha:

$$RC = \frac{0,4343\ (t_2 - t_1)}{\lg 19.6/4.9} = \frac{0,4343 \times 14,7}{\lg 4} = \frac{6,37}{0.602} = 10,6\ \mu\text{sec};$$

con l'adozione di $RC = 10,6$ μsec si ottiene la massima differenza ΔV di ampiezza fra gli impulsi inversi di trama e di linea, come assicura la [34], che in questo caso fornisce:

$$\Delta V = (e^{-19,6/10,6} - e^{-4,9/10,6})\ V = -(e^{-1,85} - e^{-0,462})\ V =$$
$$= -(0,15724 - 0,631)\ V = +\ 0,47376\ V.$$

L'uso di $RC = 30$ μsec in luogo di $RC = 10,6$ μsec è stato suggerito da considerazioni pratiche inerenti al caso particolare di fig. 33. Gli impulsi inversi positivi così separati pervengono alla griglia della sezione 1' pentodica amplificatrice di sincronizzazione verticale della ECF1 e ricompaiono amplificati di polarità negativa sulla placca di tale pentodo; di qui attraverso la capacità di 200 pF sincronizzano l'oscillatore bloccato verticale formato dalla sezione 2' della ECF1. Si noti che la sincronizzazione di quest'ultimo avviene per iniezione dell'impulso negativo sulla placca, mentre l'oscillatore bloccato orizzontale è sincronizzato di griglia, perchè l'impulso di linea è di polarità positiva. I denti di sega verticali presenti sulla placca della sezione 2' della ECF1 vengono accoppiati alla griglia dello stadio finale amplificatore verticale non rappresentano in fig. 33, dove invece sono indicati i valori delle principali tensioni continue, la forma dei segnali dei singoli stadii e le regolazioni di brillantezza (luminosità), di larghezza e altezza del quadro, di frequenza degli oscillatori bloccati e di linearità orizzontale. Le induttanze L_1, L_2, L_3 e L_4 sono bobine di correzione per assicurare l'amplificazione dell'intera banda video di modulazione.

Messa a punto di un milliamperometro usato

Tullio Maglietta

Poichè il prezzo di un milliamperometro nuovo è sempre piuttosto alto, l'acquisto di un milliamperometro di seconda mano è un espediente che spesso si impone.

I rischi di un tale acquisto non sono eccessivi e, d'altra parte, al vantaggio del minor prezzo si aggiunge quello di poter prendere intima conoscenza dello strumento, mediante le operazioni di controllo e di messa a punto, che il radioamatore è costretto a compiere personalmente.

Le seguenti note contengono alcuni accorgimenti pratici e consigli sull'argomento.

Scelta dello strumento

E' intuitivo che quanto più uno strumento è sensibile tanto più esteso è il campo delle misure cui esso si presta e tanto maggiore è la precisione con la quale le dette misure possono essere effettuate; inoltre l'uso di uno strumento sensibile comporta una limitazione nella corrente circolante, e ciò costituisce un grande pregio.

Per contro, gli strumenti molto sensibili sono anche molto costosi e molto delicati (nel senso che sono più facilmente esposti alle sovracorrenti e i danni da esse prodotti risultano più gravi); inoltre presentano una resistenza interna piuttosto elevata.

Lo strumento medio del dilettante è un milliamperometro da 800 μA fondo scala, il quale, senza essere troppo delicato, ha doti di sensibilità buone e resistenza interna limitata a circa 70 ohm: consiglio il principiante a compiere il suo noviziato con uno strumento di questo tipo, prima di arrischiarsi ad usare strumenti di maggiore sensibilità.

Fig. 1. - Come si presenta un milliamperometro con la scatola aperta ed il quadrante asportato.

Stabilita la portata dello strumento, per le altre caratteristiche può essere concessa ampia libertà di scelta, secondo il gusto e la sensibilità tecnica dell'acquirente.

La moda attuale sembra orientata verso gli strumenti a quadrante rettangolare, ma questa caratteristica risponde esclusivamente ad esigenze estetiche: l'importante è che il quadrante possegga dimensioni grandi quanto occorra perchè tutte le indicazioni occorrenti vi trovino posto e siano comodamente leggibili.

E' bene che le graduazioni siano segnate su di un arco di cerchio di almeno 4 cm di raggio e coprano un settore non inferiore a 90°; un quadrante con settore inferiore a 90° denuncia che lo strumento è di costruzione poco moderna.

Qualche strumento ha il quadrante munito di uno specchio, il che è un pregio, perchè quando l'occhio sia posto in posizione tale che l'ago copra interamente la sua immagine riflessa, la lettura non risulta affetta da errore di parallasse; spesso però, per necessità di cambiare il quadrante, è giocoforza di sacrificare lo specchio.

Esame esterno

L'esame che può essere fatto senza aprire lo strumento (e che può essere fatto prima dell'acquisto) verte sui seguenti punti:

1) esame delle indicazioni segnate sul quadrante, che possono essere le seguenti (fig. 7-a, 7-b):

— una sagoma di calamita ad U con un quadratino tra le estremità: indica che lo strumento è del tipo a magnete permanente fisso e bobina mobile;

— un numero posto nell'interno di una stella a cinque punte: indica (moltiplicato per 100) il voltaggio al quale è proporzionato l'isolamento delle diverse parti dello strumento;

— due lineette parallele orizzontali: indicano che lo strumento è per corrente continua;

— una lineetta a tratto più grosso, orizzontale o verticale o inclinata: indica che lo strumento va adoperato su pannello orizzontale, o verticale, o inclinato;

— un numero seguito dalla indicazione ohm: indica il valore della resistenza interna dello strumento (resistenza del circuito interno misurabile fra i due reofori dello strumento). La resistenza interna può anche essere espressa indirettamente con la dicitura che indica anche la portata. Ad es. per uno strumento da 1 mA fondo scala, la resistenza interna di 100 ohm può essere indicata con la dicitura 100 ohm od anche con la dicitura 100 mV: la prima significa che fra i reofori dello strumento si misurano 100 ohm di resistenza interna, la seconda significa che se ai reofori si applica una d.d.p. di 100 mV l'ago va a fondo scala;

— sui quadranti degli strumenti inglesi ed americani:

M.C. (Moving coil): strumento a bobina mobile;

D.C. (Direct current): per corrente continua;

A.C. (Alternating current): per corrente alternata;

H.F. (High frequency): per misure di correnti ad alta frequenza;

W.D. (War Department): tipo militare.

2) prova, in un circuito di circostanza, per riconoscere se l'ago si muova liberamente su tutto il settore e torni a zero senza intoppi;

3) esame delle tre viti di chiusura della scatola e della vite della messa a zero: se i tagli delle loro teste appaiono molto slabbrati, la scatola è stata aperta molte volte e da operatori poco abili;

4) esame dell'ago, il quale deve avere forma a coltello e deve essere perfettamente diritto: curvature indicano che lo strumento ha subito una sovracorrente e ondulazioni indicano che è stato malamente raddrizzato dopo una sovracorrente;

5) esame del quadrante: un quadrante in carta fotografica denuncia che quello originale (a stampa) è stato sostituito e perciò lo strumento è stato manomesso dai precedenti proprietari.

Esame interno

Per procedere all'esame interno dello strumento non occorrono particolari requisiti, ma siccome una manovra errata può avere gravi conseguenze, consiglio di procedere con prudenza, senza impazienze o nervosismo.

Non occorrono utensili speciali, ma solamente una lente ed un cacciavite di piccole dimensioni, con la lama correttamente sagomata. Per gli amatori di questo genere di piccoli lavori consiglio:

— un cacciavite ad estremità girevole, con quattro lame intercambiabili (di solito da mm 1 - 1,3 - 1,6 - 2,4);

— una pinzetta a molla a punte acute (lunghezza 12 - 13 cm);

— una lente, con bossoletto di celluloide, da applicare all'occhio, forza 2½ (forza normale).

Sono utensili da orologiaio poco costosi, che faranno un servizio prezioso, oggi che si tende ad adoperare radioapparecchiature di piccole dimensioni, per l'esame a vista di resistenze, condensatori, saldature e per la messa a punto di strumenti, relais, piccole parti meccaniche in genere (e saranno anche utili per sommarie riparazioni di sveglie e pendole di casa).

Disteso sul tavolo, in piena luce, un coperchio di scatola di cartone rovesciato, e lavorando su di esso (in modo che qualche piccolo pezzo smontato, sfuggendo alla mano, vada a cadere dentro il coperchio e non sul tavolo o per terra) si proceda alle seguenti operazioni (fig. 1):

1) apertura della scatola, che è composta di due parti: il coperchio che porta il vetro ed il fondo che porta le apparecchiature elettriche, la calamita ed il quadrante. Le due parti sono infilate una sull'altra a leggera frizione, per impedire che la polvere entri nell'interno.

Si svitino le tre viti *A* di collegamento e si lascino cadere nella scatola, poi con la lama di un temperino inserita nella fessura si forzi dolcemente tutto in giro, badando di non produrre slabbrature. Se tra

le due parti si riscontrasse un gioco notevole, vorrebbe dire che lo strumento è di costruzione poco accurata, oppure che sono state effettuate molte operazioni di smontaggio.

2) esame del coperchio, con la lente: il vetro deve essere bene attaccato e non lasciare passaggio alla polvere e il bottone della messa a zero deve poter ruotare con leggera frizione; il perno destinato ad entrare nella racchetta deve essere ben diritto. Il fissaggio del vetro potrà essere migliorato, all'occorrenza, con un poco di resina indiana, e il perno della messa a zero potrà essere raddrizzato con le pinze. Il vetro dovrà quindi essere ripulito sulle due facce, con pasta da pulimentare metalli, o con benzina.

3) esame, con la lente, e spostamento dell'ago, effettuato con precauzione a mezzo di uno stuzzicadenti, per verificare se esso percorra tutto il settore senza intoppi di sorta; quindi svitatura delle viti *B* ferma quadrante, asportazione delle mollette (limitatrici della corsa dell'ago) e del quadrante.

4) esame, sempre con la lente, delle due spiralette superiore *C* ed inferiore (quest'ultima, nella figura, non si vede) per riconoscere se siano perfettamente in piano e non deformate e se l'equipaggio mobile si muova con gioco non eccessivo entro le viti di regolazione *E* (la vite inferiore, nella figura, rimane nascosta).

5) esame del dispositivo per la messa a zero: la spirale superiore *C* ha un estremo saldato alla bobina mobile e l'altro saldato alla racchetta superiore *F*; la spirale inferiore ha un estremo saldato alla bobina mobile e l'altro saldato ad un conduttore fisso. Negli strumenti di maggior pregio, questo ultimo estremo, anzichè essere saldato ad un conduttore fisso, è saldato ad una racchetta mobile inferiore *G*; quest'ultima deve trovarsi al centro della sua corsa. Se invece essa si trova molto spostata verso destra denuncia che l'ago è stato rimesso a zero dopo una sovracorrente non tanto forte da bruciare la bobina, ma sufficiente a sovrariscaldare le spiralette.

6) esame del dispositivo di taratura *H*: in generale esso è costituito da una piastrina di ferro scorrevole, tenuta in sito da una vite di pressione. In qualche tipo la piastrina è spostabile a bandiera, o con altro sistema, ma lo scopo è sempre lo stesso: modificare con un'ancoretta il circuito magnetico, per aumentare o diminuire di poco la portata lasciando inalterata la resistenza interna.

7) esame della cavità interna della calamita: vi si trovano uno o due rocchetti *L* di ebanite, sui quali sono avvolte le resistenze di filo di costantana coperto di seta; possono essere disposte in serie fra loro ed in parallelo alla bobina mobile, oppure in serie ad essa, oppure una in serie e l'altra in parallelo.

Qualche volta la resistenza in serie (che serve ad arrotondare il valore della resistenza interna ad un numero intero, a diminuire le conseguenze delle variazioni di resistenza interna provocate dalle variazioni di temperatura, ed a costituire una certa protezione per le sovracorrenti) è formata da una spiraletta volante di filo di costantana coperto di seta, sorretta dagli estremi saldati.

8) verifica del circuito interno, che è bene che sia disegnato a parte su di un foglio, coi valori numerici rilevati nel corso della messa a punto elettrica; copia dello schema quotato, di piccole dimensioni ed in carta sottile, convenientemente ripiegato, potrà trovare posto nella cavità della calamita, sotto il quadrante, pronto a servire in caso di future riparazioni o verifiche, o modifiche.

9) verifica dei collegamenti, che debbono essere coperti con tubetto sterlingato di dimensioni adatte, senza parti scoperte che possano dar luogo ad accidentali corto circuiti. Le saldature debbono essere piccole e ben compatte (non spugnose); vanno verificate con la lente, smuovendo leggermente i terminali dei collegamenti con le pinzette a molla.

Le riparazioni che possono essere effettuate da persona che non abbia pratica specifica sono necessariamente limitate.

Conduttori di collegamento inefficienti potranno essere sostituiti con conduttori di argento o molto bene argentati, coperti da tubetto sterlingato di diametro adatto; le saldature debbono essere fatte con ferro piccolo e ben caldo, pochissima pasta salda il cui eccesso dovrà essere asportato con alcool dopo la saldatura, e molta bravura. Evitare le saldature di unione a piccole parti metalliche isolate, perchè l'isolante prende facilmente calore e si deforma o si brucia.

La sostituzione dei conduttori ed anche il rifacimento delle saldature, producono una variazione della resistenza interna.

Le resistenze in parallelo ed in serie potranno essere sostituite senza difficoltà, sempre che si posseggano i mezzi per poterle tarare.

Le spiralette che non siano in piano possono essere raddrizzate con uno stuzzicadenti, lavorando sotto la lente con molta leggerezza di mano; se le spire sono deformate è meglio non cercare di aggiustarle, perchè è facile guastarle in modo irrimediabile.

Fig. 2. - Circuito di circostanza per la taratura di un milliamperometro.

Fig. 3. - Circuito di circostanza per la misura della resistenza interna di un milliamperometro.

Fig. 4. - Schema di ohmmetro per misura di resistenze poste in serie al milliamperometro.

Fig. 5. - Schema di ohmmetro per misura di resistenze poste in derivazione al milliamperometro.

Fig. 6. - Rappresentazione grafica delle formule per il tracciamento della scala dei quadranti delle fig. 7 a) e 7 b).

Le viti di regolazione superiore ed inferiore non abbisognano di registrazione, a meno che non siano state manomesse da inesperti. In tal caso si stringeranno con precauzione fino a bloccare leggermente l'equipaggio mobile e quindi si allenteranno quanto basti per ottenere un gioco abbastanza ampio.

Qualche piccolo ritocco alla forma dell'ago può essere apportato servendosi delle pinzette a molla, sia per raddrizzarlo sia per renderlo parallelo al piano del quadrante.

La polvere che eventualmente si fosse depositata nell'interno potrà essere tolta con aria soffiata con precauzione da una peretta di gomma perfettamente asciutta, e mai con aria soffiata con la bocca (che contiene umidità); gli interstizi potranno essere puliti con un pennellino di martora da acquerello.

Taratura dello strumento

La taratura dello strumento dovrà essere fatta inserendolo in serie ad uno strumento già tarato, in un circuito di circostanza, come mostra la fig. 2.

Con tale disposizione nei due strumenti passerà la stessa corrente e sarà perciò facile eseguire l'esatta taratura di quello in esame, modificando la posizione della sua ancoretta (e variando con ciò la portata) fino a raggiungere il risultato voluto. L'operazione riesce più precisa se viene effettuata all'estremo destro della scala e, per ottenere questo scopo, è bene che i due strumenti abbiano portata uguale o molto vicina e che la resistenza limitatrice sia composta di una parte fissa R e di una parte variabile R_v di valori appropriati.

Misura della resistenza interna

La resistenza interna dovrà essere controllata (se indicata sul quadrante) o misurata (se non la si conosca o se sia stata modificata).

La resistenza interna dovrà essere conosciuta con l'approssimazione di un decimo di ohm; la misura di essa non potrà essere effettuata con un ohmmetro o con un ponte, essendo difficile trovare uno strumento misuratore con una corrente circolante limitata quanto è necessario per non superare la portata del milliamperometro in esame.

Bisognerà pertanto fare uso di uno strumento già tarato di resistenza interna ben nota R_c e collegarlo in derivazione con lo strumento in esame (attenzione ai collegamenti che debbono essere corti e grossi e coi terminali ben puliti) dentro un circuito di circostanza formato da una piletta a secco e da una resistenza limitatrice $R+R_v$ (fig. 3).

Se I_x ed I_c saranno le correnti segnate dai due strumenti, evidentemente sarà:

$$I_x\,R_x = I_c\,R_c$$

da cui

$$R_x = (I_c/I_x)\,R_c$$

L'operazione del collegamento dei due strumenti dovrà essere ripetuta più volte, per conferma, cercando sempre di ridurre al minimo le resistenze dei contatti e dei collegamenti.

La resistenza interna può anche essere misurata con un circuito di circostanza simile a quello di fig. 5; si porti prima l'ago a fondo scala e poi si inserisca in derivazione allo strumento una resistenza perfettamente calibrata (ad es. 100 ohm). La formula risolutiva è riportata più avanti.

Sarà bene che il valore della resistenza interna così trovato venga scritto sul quadrante, o inciso sull'ebanite del fondo, dalla parte esterna.

Costruzione del quadrante

Se lo strumento non possiede un quadrante adatto, questo deve essere autocostruito.

Su di un foglio di carta da disegno di dimensioni convenienti si disegni il nuovo quadrante in scala, almeno cinque volte più grande del vero. In margine si tracci nella stessa scala un segmento spia, come mostra la fig. 7-a - 7-b).

Si costruisca per prima la scala delle correnti, che è lineare, commisurandola naturalmente alla portata dello strumento, coi necessari arrotondamenti. Così negli strumenti di portata poco inferiore ad 1 mA converrà riferire la graduazione ad 1 mA fondo scala, suddivisa in decimi e centesimi di mA.

Se ad es. lo strumento avesse portata di 800 μA e resistenza interna di 70 ohm, converrà adattare lo strumento alla scala, dotandolo di uno shunt di 280 ohm (anche esterno): la portata verrà così arrotondata ad 1 mA e nel contempo la resistenza verrà diminuita da 70 ohm a

$$(280 \times 70)/(280+70) = 56 \text{ ohm}$$

Le altre graduazioni verranno tracciate tenendo come base quella in mA.

Il disegno dovrà essere eseguito con molta accuratezza in inchiostro di china nero, con tratto abbastanza grosso (anche nello spessore del tratto dovrà essere mantenuta la scala) quindi si disegneranno i simboli e si tracceranno, con un normografo, i numeri e le diciture.

Si ricorrerà quindi ad un fotografo, perchè ne faccia una riproduzione nelle dimensioni definitive, servendosi del segmento spia per controllare se il lavoro di riduzione sia stato eseguito correttamente.

Come appare da questa descrizione, l'operazione della costruzione di un nuovo quadrante è riservata a chi possegga una certa pratica, nonchè gli strumenti da disegno necessari. In caso contrario, per evitare forti delusioni dovuti a risultati penosi, sarà meglio cercare uno strumento già fornito di quadrante adatto o rassegnarsi ad adoperare un quadrante qualunque, con l'ausilio di scale di ragguaglio.

Terminato il quadrante bisognerà ritagliarlo e montarlo (fig. 1 viti B) e rimettere in sito i limitatori di corsa dell'ago, che con l'aiuto delle pinzette a molla dovranno essere leggermente deformati in sito, quanto occorra perchè l'ago trovi un sicuro arresto nel punto voluto e non abbia la possibilità (che talvolta si verifica) di insinuarsi sopra o sotto le mollette e di restarvi impigliato.

Se lo strumento sarà destinato ad un ohmmetro, il quadrante dovrà essere munito di una scala in ohm.

Bisognerà anzitutto stabilire il valore della resistenza R_o da porre al centro scala.

Sarà bene prevedere parecchie portate (perchè lo strumento possa essere inserito, anche in un secondo tempo, in apparecchi di misura complessi e si possa in ogni caso passare da una portata all'altra esclusivamente per moltiplicazione e mai per divisione). Negli strumenti poco moderni si usava di inserire nel quadrante tante scale quante erano le portate, mentre oggi si preferisce inserire nel quadrante un numero minimo di scale e mettere le indicazioni di portata sull'apposito commutatore.

In base a queste considerazioni (e ad altre molte che tralascio per non dilungarmi troppo) si fisserà un valore di centro scala piuttosto basso: uno dei valori più usati è quello di 4 ohm (meno bene quello di 40 ohm).

Gli schemi di ohmmetro si possono generalmente ricondurre a due tipi, rappresentati schematicamente nelle figg. 4 e 5.

Siano in entrambi i casi R_o il valore segnato al centro scala, I_o il valore della corrente denunziato dallo strumento a fondo scala, I_x il valore della corrente denunziato dallo strumento quando sia inserita la resistenza R_x da misurare, e V il voltaggio della batteria.

Nel caso della resistenza R_x posta in serie allo strumento si ha:

— a terminali cortocircuitati

$$R_o I_o = V$$

— ad R_x inserita

$$(R_o+R_x)\ I_x = V$$

e perciò

$$I_x = (R_o I_o)/(R_o+R_x)\ .$$

Nel caso della resistenza R_x posta in parallelo allo strumento si ha, quando R_x è inserita:

$$R_o I_x = R_x\,(I_o - I_x)$$

e perciò:

$$I_x = (R_x I_o)/(R_o+R_x)\ .$$

Queste semplici formule permettono di costruire le scale punto per punto, esprimendo R_o ed R_x in ohm (decimi e centesimi di ohm) ed I_o ed I_x in mA (decimi e centesimi di mA).

Le figg. 6-a e 6-b mostrano le scale che derivano dalle due formule, nel caso in cui $R_o = 4$ ohm ed $I_o = 1$ mA. Per chi voglia rendersi conto geometricamente dell'andamento dei valori, ho tracciato le due curve (fig. 6).

L'analisi delle formule permette di constatare facilmente che le due curve sono due iperboli equilatere uguali, che differiscono fra loro unicamente per la posizione e l'orientamento degli assi coordinati; la somma delle ordinate corrispondenti vale

$$[4/(4+R_x)] + [R_x/(4+R_x)] = 1\ .$$

Accorgimenti particolari

Un milliamperometro può sopportare per qualche secondo, senza danno, una corrente

---

CAMILLO JACOBACCI

Il 30 giugno u.s. è mancato a Milano, il Dottor Igegnere Camillo Jacobacci direttore tecnico e commerciale della Società Siemens e Olap per il settore radio. Era anche, e dalla sua fondazione, consigliere del Gruppo Costruttori Radio de l'ANIE.

Nato a Roma nel 1898, l'Ing. Jacobacci è stato combattente, ferito e prigioniero nella prima guerra mondiale. Laureato in elettrotecnica industriale nel 1922 al Politecnico di Torino, entrò nel 1923 nella organizzazione della società Telefunken in Germania. Dopo qualche anno ritornò in Italia presso la Siemens di Milano e fu il fondatore del reparto radio di questa Società.

« l'antenna », *che si onora di averlo avuto fra i componenti il Comitato Direttivo per diversi anni, porge le sue più vive espressioni di cordoglio alla Famiglia, ai Colleghi, ed a quanti lo ebbero prezioso collaboratore ed amico.*

●

pari a circa 10 volte la portata (dato puramente orientativo).

Le spiralette hanno il duplice scopo di condurre la corrente dai conduttori fissi alla bobina mobile e di riportare l'ago alla sua posizione di riposo: esse sono di bronzo fosforoso, lega metallica conduttrice ed elastica.

* * *

Sottoponendo un milliamperometro ad una forte sovracorrente possono prodursi tre fenomeni:

— la bobina mobile, sovrariscaldata, può interrompersi per fusione del filo;

— l'ago, per l'urto violento contro il fermo di fine corsa, può deformarsi anche in modo molto rilevante;

— le spiralette, sovrariscaldate, possono perdere momentaneamente la tempera ed al cessare della corrente riacquistarla rimanendo però deformate, in modo che la posizione di riposo dell'ago risulta spostata verso il centro della scala.

* * *

Lo strumento che abbia subito l'interruzione della bobina mobile potrà essere riparato soltanto dallo strumentista (con una spesa piuttosto rilevante). Se invece il circuito dello strumento non risulti interrotto, allora la riparazione potrà essere tentata.

* * *

Occorrerà prima di tutto raddrizzare l'ago (con le pinze a molla, aiutandosi con uno stuzzicadenti) e vedere quale sia la nuova posizione di riposo. Quindi procedere alla rimessa a zero, per mezzo della racchetta inferiore; per ultimo procedere a nuova taratura, perchè la coppia antagonista sviluppata dalle spiralette potrebbe avere subito qualche variazione.

Se lo strumento fosse privo di racchetta inferiore (o questa fosse già arrivata al suo limite destro) si potrà tentare di deformare le spiralette in senso inverso, con una controcorrente sufficientemente alta.

La cosa non è difficile, purchè si adottino le necessarie precauzioni, che sono:

— portare la posizione di riposo dell'ago quanto più è possibile a destra (mediante la racchetta inferiore, o per mezzo della racchetta superiore se quella non esiste);

— non inserire la controcorrente istantaneamente, per evitare l'urto dell'ago contro il fermo sinistro (usare una resistenza variabile in serie);

— sorvegliare strettamente la corrente (con uno strumento spia di portata conveniente, posto in serie, e con un cronometro).

* * *

Ogni volta che si tolga la corrente occorrerà riportare la racchetta al centro e verificare se la posizione di riposo dell'ago si sia spostata. Giocando con precauzione sull'intensità della controcorrente e sulla durata di essa, lo spostamento avverrà ogni volta per piccoli settori e la posizione di riposo andrà gradualmente riavvicinandosi allo zero della scala. L'operazione avrà termine quando la posizione di riposo dell'ago sarà ritornata nel settore comandato dalla messa a zero normale.

Lo stesso sistema, ma con sovracorrente diretta, potrà essere adoperato per portare a centro scala lo zero di uno strumento costruito con lo zero all'estremo.

Terminata l'operazione, occorrerà rifare la taratura, come detto in precedenza. (6535)

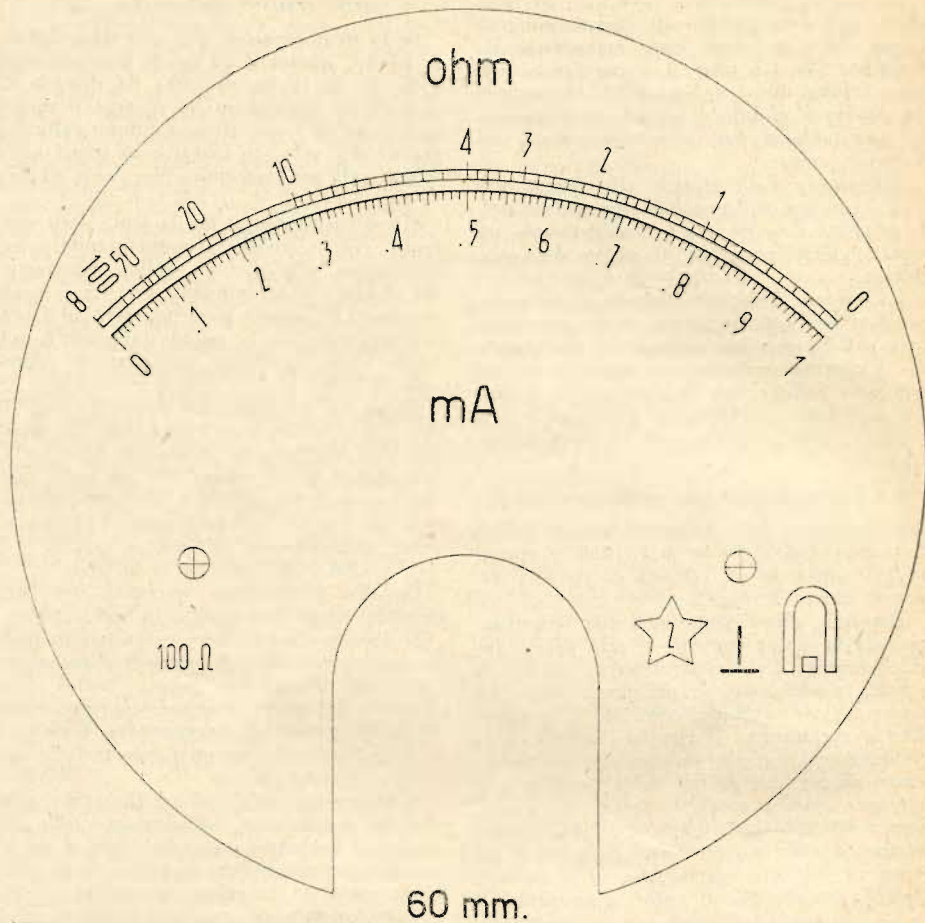



Fig. 7 a). - Quadrante per ohmmetro misuratore di resistenze poste in serie al milliamperometro

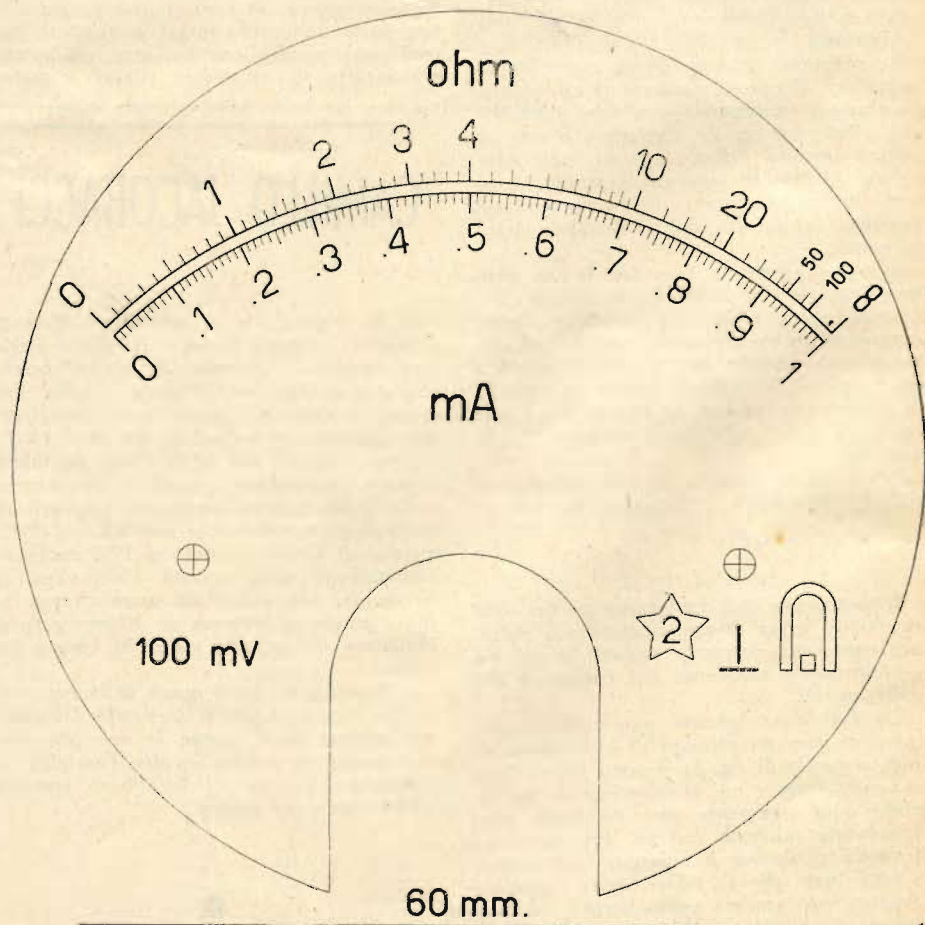



Fig. 7 b). - Quadrante per ohmmetro misuratore di resistenze poste in derivazione al milliamperometro.

APPLICAZIONI DEI TRANSISTORI AL GERMANIO

di GIORGIO ANTONIO UGLIETTI

SOMMARIO: *La comparsa sul mercato italiano dei transistori al germanio apre nuove possibilità sperimentali e applicative. Oltre alle caratteristiche di funzionamento, vengono forniti ragguagli per l'impiego pratico e alcuni schemi di circuiti realizzati, tra i quali figura un ricevitore senza valvole di notevole interesse.*

1. - Premessa

In un precedente articolo dal titolo « Raddrizzatori e amplificatori al germanio » (1) si era trattato delle caratteristiche di laboratorio del nuovo ritrovato e ci si era soffermati più a lungo sulle particolarità teoriche e sul procedimento termo-chimico di fabbricazione.

L'attuale reperibilità dei cristalli di germanio di varie fabbriche apre nuove vie sperimentali agli appassionati cultori della radiotecnica, che ben sanno che lavorando attorno alle nuove scoperte della tecnica è possibile pervenire a nuove cognizioni e a nuove soluzioni d'importanza decisiva per il futuro delle radiocomunicazioni, e quindi sotto questo aspetto il transistore è un elemento d'elezione.

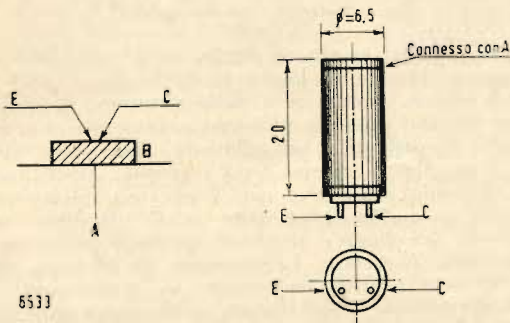



FIG. 1. - *Schema di transistore.*
FIG. 2. - *Dimensioni del transistore* CK-703.

Il grande numero di esperimenti e applicazioni possibili limita necessariamente il quadro descrittivo a quegli schemi che abbiamo avuto occasione di sperimentare e che per le loro caratteristiche possono rivestire particolare interesse.

2. - Caratteristiche dei transitori

La proprietà dei raddrizzatori al germanio di amplificare segnali è stata scoperta solo di recente ad opera di Brattain e Bardeen e si riferisce alla seguente disposizione: su una lastrina di metallo buon conduttore e chimicamente adatto (vedi *A* fig. 1) è deposto uno strato di germanio di 0,6 mm di spessore e avente un diametro di circa 3 mm (indicato con *B* in fig. 1), depositato e trattato secondo un procedimento che è dettagliatamente descritto nell'articolo citato nel paragrafo 1. Sul sottile strato di germanio appoggiano due contatti filiformi *E-C*, costituiti da fili di tungsteno di circa 2÷3 mm di lunghezza, aventi un diametro di 80 μ e appuntiti nel punto di contatto secondo un angolo di 16÷18 gradi. La distanza fra i due contatti è minore di 0,02 cm e critico è lo spessore dello strato di germanio. Polarizzando i due contatti puntiformi, l'uno nel senso della corrente diretta (emissore *E*) e l'altro in quello della corrente inversa (collettore *C*), e aggiustando le due correnti fino a che raggiungono valori uguali, allora qualsiasi variazione introdotta nel circuito *E* riappare amplificata anche di 25 dB nel circuito di *C*; il funzionamento è soddisfacente anche per frequenze di 100 MHz.

Purtroppo le condizioni di lavoro suddescritte non offrono un elevato grado di stabilità, e pertanto in alcuni transistori com-

(1) « *l'antenna* », XXII, n. 3, marzo 1950, pag. 58.

FIG. 3. - *Diodo al germanio* 1N60.

merciali ci si è allontanati dalle condizioni di equilibrio portando le tensioni dell'emissore e del collettore a una differenza di circa 30 V. In ogni caso l'emissore ha tensione positiva e il collettore negativa; il primo, che equivarrebbe alla griglia di un tubo a vuoto richiede per il suo funzionamento non solo tensione, ma anche una piccola corrente, generalmente frazione di un milliampere e perciò l'accoppiamento tra stadi a resistenza e capacità non si presta per una buona efficienza.

La presentazione commerciale dei transistori si avvicina alquanto a quella dei noti « starter » per lampade fluorescenti (ved. fig. 2) mentre quella dei semplici rettificatori ricorda da vicino la forma degli ordinari condensatori a carta (fig. 3).

Si hanno diodi e transistori di produzione britannica (British Thomson Houston) e americana (Sylvania; Bell; Raytheon, ecc.), le caratteristiche di alcuni di essi sono le seguenti:

TIPO CG1 - costruzione BTH - *Diodo rettificatore*:

Tensione inv. di cresta max	80 V
Corrente cont. permanente max	50 mA
Corrente di sovraccarico di punta max . .	400 mA
Minima corr. raddr. a +1 V	4 mA
Resistenza max a +1 V	250 ohm
Resistenza minima a —50 V	50000 ohm
Capacità totale	1 pF

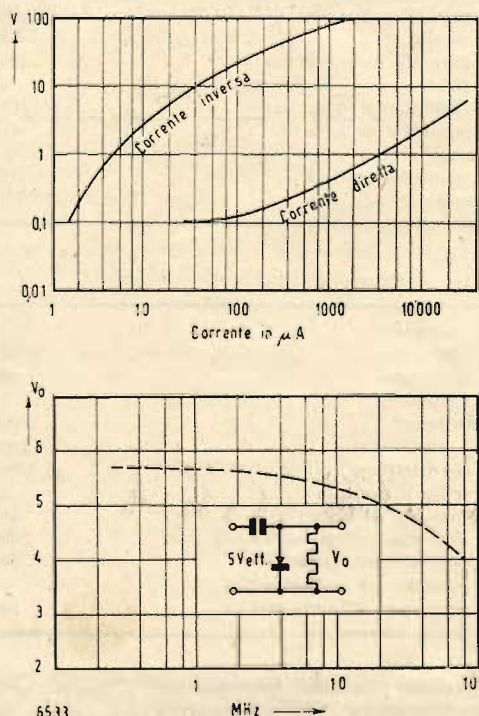



FIG. 4. - *Curve caratteristiche del diodo* CG1.

TIPO 1N21B - costruzione Sylvania - *Mescolatore*:

Frequenza media d'impiego	3000 MHz
Impedenza di M.F. max	800 ohm
Impedenza di M.F. min.	200 ohm
Pendenza max di conversione	6,5 dB
Segnale d'ingresso a R.F.	0,5 mW
Impedenza di carico	400 ohm
Resistenza continua di carico	90 ÷ 110 ohm
Rapporto di rumore	2 (max)
Resistenza di riferimento	400 ohm
Corrente rettificata apparente	0,6 mA
Prova di distruzione	2 erg

TIPO 1N31 - costruzione Sylvania - *Rivelatore*:

Frequenza max	1000 MHz
Frequenza media	5 MHz
Frequenza minima	500 Hz
Impedenza a frequenza max	24000 ohm
Impedenza a frequenza minima	6000 ohm
Tensione diretta massima	5 mV
Fattore di forma minimo	55
Segnale d'ingresso a R.F. (max)	5 mW
Costante del cristallo	1200 ohm
Prova di distruzione	0,02 W

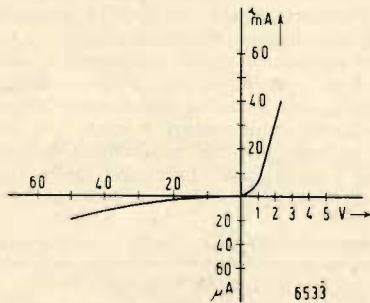



FIG. 5. - *Curva caratteristica del diodo* 1N31.

TIPO 1N34 - costruzione Sylvania - *Rettificatore*:

Tensione inversa max di picco	50 V
Corrente max di picco	60 mA
Corrente media	22,5 mA
Corrente max di sovraccarico	200 mA
Corrente inversa a — 50 V (max) . . .	2 μA
Banda di frequenza d'impiego	0 ÷ 100 MHz
Tensione anodica di lavoro	30 V
Resistenza di carico	500 ohm
Tensione minima anodica	10 V
Capacità totale	1,2 pF

TIPO CK703 - costruzione Raytheon - *Triodo*:

Tensione emissore	0,2 V
Corrente emissore	0,75 mA
Tensione collettore	— 30 V
Corrente collettore	2 mA
Transconduttanza	5000 μohm
Impedenza emissore	500 ohm
Impedenza collettore	10000 ohm
Potenza media d'uscita	2 mW
Guadagno medio di potenza	16 dB
Massima dissipazione al collettore . . .	200 mW
Massima tensione al collettore	— 70 V
Massima corrente al collettore	4 mA
Massima corrente all'emissore	10 mA

Le caratteristiche riportate, analogamente a quanto avviene nei tubi a vuoto al variare della temperatura del catodo, sono sensibilmente influenzate dalla temperatura, benchè non in modo così notevole. In fig. 6 diamo i grafici, ricavati come valori medi,

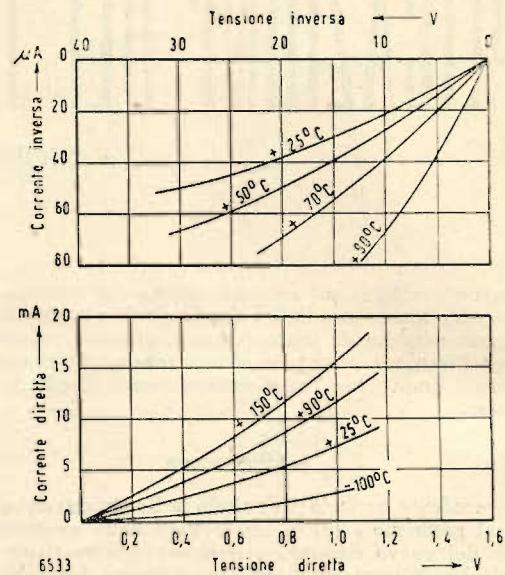



FIG. 6. - *Effetto della temperatura su diodi al germanio.*

del variare della corrente diretta e inversa in un diodo al germanio in funzione della tensione applicata e della corrente diretta e inversa, questi dati ricavati da noi in laboratorio concordano sensibilmente con quelli ottenuti a suo tempo da Benzer (vedi « Bibliografia »).

3. - Alcune applicazioni

La reperibilità del transitore CK703 della Raytheon permette il suo impiego corrente in amplificatori, oscillatori, ecc. secondo una tecnica affatto nuova per il radiocostruttore. Occorre subito premettere che non sono da attendersi potenze d'uscita sufficienti per azionare altoparlanti o per effettuare trasmissioni, ciò nonostante, richiamandoci a quanto detto a proposito della novità del ritrovato il campo applicativo non è pur meno interessante, in quanto esso è ancora poco noto e il principio stesso di funzionamento dei diodi e triodi al germanio segue un meccanismo non ben conosciuto. La mancanza di filamento e quindi dell'alimentazione relativa, unitamente al modicissimo consumo e piccole dimensioni, rappresentano particolarità molto interessanti per realizzazioni compatte e molto semplici. Descriveremo ora in breve un piccolo ricevitore, che se connesso con una antenna efficiente può dare in cuffia ottimi risultati e può servire di punto di partenza per apparecchi più complessi. In fig. 7 ne è visibile lo schema elettrico: vengono impiegati tre triodi CK703, di cui uno in A.F. e i rimanenti come amplificatori di B.F.: alla rivelazione provvede il diodo pure al germanio 1N34 Sylvania, questo non è affatto critico e praticamente qualsiasi rettificatore al germanio si presta allo scopo e accontentandosi, come solu-

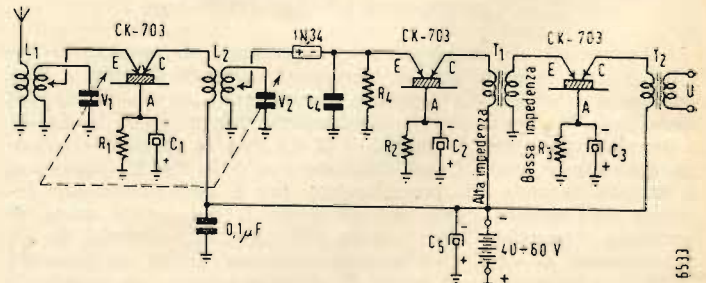



FIG. 7. - *Schema elettrico del ricevitore.*

Elenco componenti:

L_1 L_2 bobine di A.F. per onde medie, uguali fra loro e con presa sul secondario;
N. 3 transistori al germanio Raytheon tipo CK703;
N. 1 diodo al germanio Sylvania 1N34;
V_1 V_2 condensatore variabile ad aria 2×450 pF;
R_1 R_2 R_3 R_4 resistenze ½ W, 500 ohm;
C_1 condensatore a carta da 0,1 microF;
C_4 condensatore a mica da 200 pF;
C_2 C_3 condensatori elettrolitici da 25 microF - 50 V.L.;
C_5 condensatore elettrolitico da 8 microF - 135 V.L.;
T_1 T_2 trasformatori intervalvolari di B.F. rapporto 3/1.

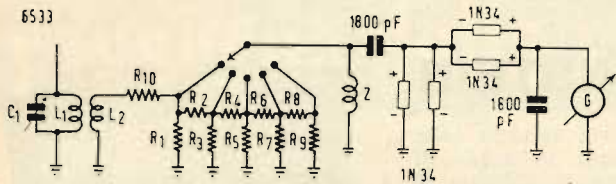



FIG. 8. - *Misuratore d'intensità di campo.*

zione di ripiego, può essere sostituito anche da un semplice cristallo di galena, che avrà però tutti gli inconvenienti di instabilità relativi. Con le lettere *E C B* sono indicati rispettivamente l'emissore, il collettore e la « base » ossia l'equivalente del catodo dei tubi a vuoto e il loro collegamento non riveste alcuna difficoltà.

Attualmente non è possibile reperire sul mercato gli zoccoli relativi ai transistori, e pertanto occorre sobbarcarsi la costruzione dei medesimi, impiegando una lastrina di bakelite o di trolitul su cui si sistemeranno due rivetti di diametro adatto a quello dei piedini; è sconsigliabile, data la possibilità di danneggiare il transistore, di saldare i fili direttamente ai piedini. I trasformatori di A.F. L_1 e L_2 sono del tipo per onde medie e quindi è possibile autocostruirseli, oppure acquistarli. Il primario di L_1 è bene sia del tipo a nido d'ape e così pure quello di L_2, infatti i transistori, contrariamente ai triodi a vuoto, hanno una impedenza d'entrata dal lato emissore bassa (500 ohm) e alta dal lato collettore (10000 ohm); in tal caso una elevata impedenza dei due primari suddetti permette un uniforme accoppiamento con l'antenna su tutta la gamma di ricezione per quanto riguarda lo stadio d'entrata e un buon carico d'uscita per L_2. V_1 e V_2 è un tandem ordinario di condensatori variabili in aria del tipo usuale impiegato nei radioricevitori e la sua capacità non è affatto critica. Le resistenze R_1-R_2-R_3 bypassate dai condensatore C_1-C_2-C_3 costituiscono il gruppo di polarizzazione base e per comprenderne il funzionamento basta richiamarsi agli analoghi gruppi di polarizzazione automatica su catodo dei tubi a vuoto; il gruppo R_4 C_4 costituisce il carico del rettificatore 1N34 correlativamente a quanto avviene per i normali diodi.

T_1 e T_2 infine sono normali trasformatori intervalvolari di B.F. facilmente reperibili sul mercato e aventi un rapporto di trasformazione di 3/1; per quanto già detto a proposito delle impedenze di entrata e di uscita dei transistori il lato del trasformatore a impedenza più elevata va collegato dal lato collettore.

La cuffia verrà collegata in U. Sui secondari di L_1 e L_2 occorre fare una pressa intermedia (circa a metà avvolgimento) a cui si collegherà rispettivamente l'emissore del primo transistore CK703 e il lato positivo del diodo 1N34, e ciò per meglio adattare l'impedènza. La pila anodica da 40÷60 V è l'unica alimentazione necessaria e può essere del tipo miniatura data la bassa corrente che deve erogare, si faccia attenzione che il polo positivo della medesima, contrariamente al solito, va connesso a massa. Non è necessaria alcuna messa a punto se L_1 e L_2 sono perfettamente uguali fra loro.

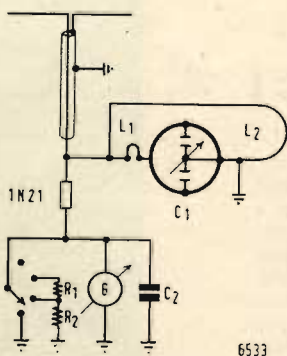



FIG. 9. - *Ondametro tarato per microonde.*

Altro campo di applicazione dei diodi al germanio è rappresentato, oltre che dai semplici demodulatori, dai misuratori d'intensità di campo. In fig. 8 è riportato lo schema di un compatto misuratore che presenta il vantaggio di non necessitare per il suo funzionamento di nessuna alimentazione.

Un circuito d'ingresso C_1 L_1 accordato sulla lunghezza d'onda da misurare fa capo a un attenuatore tarato (R_1 ... R_{10}) che alimenta tramite i diodi 1N34 il microamperometro *G* che può tararsi ad esempio in decibell. Per quanto riguarda gli attenuatori e il loro calcolo ci si richiama ad alcuni articoli comparsi su questa Rivista (2); per quanto riguarda le altre parti C_1 L_1 esse sono in funzione della gamma che si deve misurare, per i valori più correnti esse possono essere fissate come segue:

gamma MHx	L_1	L_2	C_1
3,8	33 spire	14 spire	120 pF
7	18 »	9 »	120 pF
14	10 »	6 »	80 pF
30	6 »	3 »	70 pF

Gli avvolgimenti eseguiti su supporto avente un diametro di 12,5 mm; con spire non spaziate, tranne per le 18-10-6 di L_1.

Il microamperometro *G* deve avere una resistenza interna di 1000 ohm e una sensibilità di 50 μA; l'impedenza *Z* è sufficiente abbia una induttanza di 1 mH; il valore degli altri componenti è indicato in schema.

Per lunghezze d'onda molto brevi si può realizzare un misuratore d'intensità di campo che può funzionare anche da ondametro, come visibile in fig. 9.

Esso fa uso di un condensatore a farfalla (C_1) e di un rettificatore per video frequenze 1N21 e si presta bene per misure nel campo dei 500 MHz. L'accoppiamento d'antenna è fatto mediante cavo coassiale a impedenza di 50 ohm, lo strumento *G* è un microamperometro da 50 μA; le resistenze R_1 ed R_2 hanno funzione di shunt e vanno calcolate in base alla resistenza interna dello strumento; C_2 è un bypass. *

4. - Bibliografia

FAIRWEATHER e INGHAM: *Subsidence transients in circuits containing non-linear resistor.* - « J.I.E.E. », (genn.), 88, 330, anno 1941.

FAIRWEATHER: *Contact non-linearity.* - « J.I.E.E. », (genn.), 89, 499, anno 1942.

BRAUN e BUSCH: *The mechanism of voltage-dependent resistors.* - « Helvetica Physica Acta », 15, 571, anno 1942.

SEN: *Volume rectification in crystals.* - « Indian Journal Phys. », 16, 329, anno 1942.

SEITZ: *Compounds of Silicon and Germanium.* - « N.D.R.C. Report, University of Penn. », 14, 112, anno 1942.

SEITZ e PASTERNACK: *The principles of crystal rectifiers.* - « N. D. R. C. Report, University of Penn. », 43, 102, anno 1942.

BENZER: *The high Voltage Germanium Rectifier.* - « N.D.R.C. Report, Purdue University », 14, 342, anno 1944.

SCAFF e THEUERER: *Preparation of High-voltage Germanium rectifiers.* - « N.D.R.C. Report », 14, 555 (46 pagg.), anno 1945.

BENZER: *Temperature Dependence of High Voltage Germanium Rectifiers DC Characteristics.* - « N.D.R.C. Report, Purdue University », 14-579, anno 1945.

CORNELIUS: *Germanium Crystal Diodes.* - « Electronics », febbr., 118, anno 1946.

STEPHENS: *Crystal Rectifiers.* - « Electronics », luglio, 112, a. 1946.

JOHNSON e LARK-HOROVITZ: *Transition from Classical to Quantum Statistics in Germanium Semi-conductors at Low Temperature.* - « Physic. Rev. », 71, 374, anno 1947.

BENZER: *Germanium-germanium Contacts.* - « Physic. Rev. », 71, 141, anno 1947.

RITTNER: *Use of Photo-conductive Semi-conductors as Amplifiers.* - « Physic. Rev. », 73, 1212, anno 1948.

TORREY e WHITMER: *Crystal Rectifiers.* - Mc Graw-Hill Book Co., anno 1948.

DGF e FHR: *The transistor-A Crystal Triode.* - « Electronics », 68, settembre 1948.

BRATTAIN e BARDEEN: *Nature of the Forward Current in Germanium Point Contacts.* - « Physic. Rev. », 74, 231, anno 1948.

H. K. HENISCH: *Metal Rectifiers.* - Oxford, B. Chalmers-Jackson-Fröhlich-Mott, Editors, anno 1949.

RUFUS P. TRURNER: *A crystal receiver with Transistor Amplifier.* - « Radio and Television News », gennaio 1950.

G. A. UGLIETTI: *Raddrizzatori e amplificatori al Germanio.* - « l'antenna », XXII, n. 3, 58, anno 1950.

---

(2) GIORGIO ANTONIO UGLIETTI: Calcolo di attenuatori, « *l'antenna* », XXI, n. 7, Luglio 1949, pag. 263 e segg.;

LEONARDO BRAMANTI: Un nomogramma per il progetto degli attenuatori a resistenza, « *l'antenna* », XXIII, n. 5, Maggio 1951, pag. 91 e segg.

rassegna della stampa

GLI OSCILLATORI RC

a cura di RAOUL BIANCHERI

Wireless World Settembre 1950

La maggior parte dei libri sulla radio spiegano la sintonizzazione-induttanza-capacità (o *LC*) a grandi linee e trascurano del tutto di trattare della sintonizzazione resistenza-capacità (o *RC*) o danno di questa ultima notizie piuttosto scarne. Accade così che qualche lettore, più o meno informato sulla teoria del normale circuito *LC*, sia qualche volta messo in errore dai risultati apparentemente simili ottenibili senza induttanza. Può confondere il fatto che nel circuito *LC* questi risultati dipendano da una particolare capacità dell'induttanza di immagazzinare energia e di cancellare o neutralizzare le capacità ad una particolare frequenza, mentre la resistenza non può fare nulla di tutto questo.

L'assomiglianza fra i due sistemi è infatti solo parziale. Non si possono ottenere con i circuiti *RC* gli stessi risultati ottenuti con gli *LC*.

D'altra parte, per qualche aspetto, la sintonizzazione *RC* presenta qualche vantaggio rispetto alla *LC*. Non è tuttavia facile fare un paragone fra di esse. E' interessante il fatto che i due sistemi si assomigliano, ma non si deve lasciarsi trasportare troppo lontano. La parte essenziale di un oscillatore consta di un amplificatore data la sua attitudine a dare una uscita e con parte di essa sopperire al segnale d'ingresso necessario per mantenere l'uscita suddetta. Un trasformatore, ad esempio, di per se stesso non può fare questo, perchè l'uscita è sempre minore dell'entrata.

La prima condizione per avere una oscillazione è dunque che l'uscita sia almeno della stessa intensità dell'entrata.

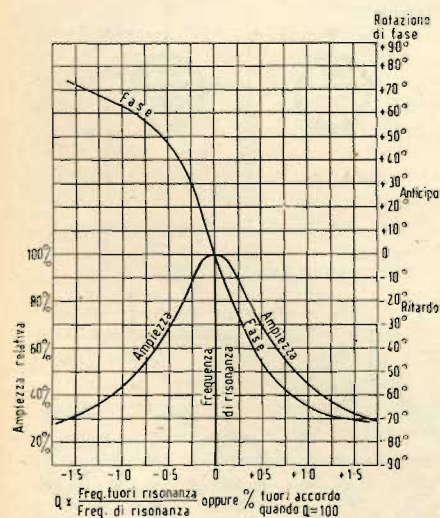



FIG. 1. - *Grafici dell'ampiezza e dell'angolo di fase della tensione sviluppata ai capi di un circuito LC risonante in parallelo, quando è alimentato da una sorgente avente resistenza infinita. Essi rappresentano approssimativamente i risultati in un circuito del tipo rappresentato nella fig. 2, quando la valvola è un pentodo a radio-frequenza.*

Le due condizioni necessarie per ottenere una oscillazione non sono limitate ad una sola frequenza **a un tempo**, tuttavia è di uso comune che lo siano.

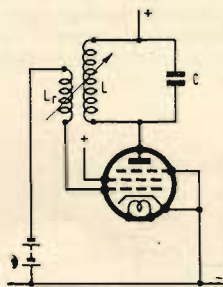



FIG. 2. - *Un semplicissimo circuito oscillatorio del tipo LC nel quale il compito di L_R è sfasare e di ridurre la tensione sviluppata ai capi di LC in uguale rapporto del coefficiente di amplificazione della valvola amplificatrice, riducendo la tensione ricevuta dalla griglia alla potenza necessaria per produrre la tensione anodica.*

Il circuito di sintonizzazione *LC* è particolarmente efficace nell'assumere una ben definita oscillazione ad ogni singola frequenza, perchè esercita un forte controllo su tutte e due le condizioni necessarie ad una oscillazione. Entrambe, ampiezza e fase, sono alterate più o meno rapidamente quando la frequenza slitta dalla risonanza come mostra la fig. 1.

La fig. 2 rappresenta un esempio semplice e ben noto di come un circuito *LC* possa essere incorporato in un amplificatore con un accoppiamento retro-attivo o con una bobina di reazione L_r, per applicare parte della tensione sviluppatasi ai capi *LC* sulla griglia nella fase opposta.

Se L_r è regolato in modo tale che le due condizioni siano soddisfatte solo alla frequenza di risonanza, allora appare chiaro dalla fig. 1 che a tutte le altre frequenze, purchè solo lievemente differenti, l'uscita stia probabilmente per cadere sotto il punto critico necessario per mantenere la oscillazione, e la fase non sarà più in relazione esatta. La fig. 2 e le sue modificazioni sono molto semplici e convenienti, escluso il fatto che a bassa frequenza l'ammontare dell'induttanza richiesta esige un enorme numero di spire di filo, oppure un nucleo di ferro che introduce elementi non lineari. Così, dal lato delle frequenze basse, è molto meglio usare la resistenza che è più conveniente, lineare, facile da variare e non produce facilmente rumore di fondo.

Ma a prima vista un intervento sull'induttanza sembra presentare difficoltà considerevoli. E' superato il metodo del trasformatore per l'inversione di fase; superate pure sono le caratteristiche mostrate nella fig. 1 che discriminano decisamente. Collegando l'uscita sul lato del catodo della valvola, invece dell'anodo, si produrrebbe certamente la fase esatta con la griglia, ma si dovrebbe anche ridurre la tensione di uscita al disotto della tensione d'entrata (vedere la teoria del « cathode-follower ») e di qui scaricata a terra. Se ci si deve servire di una valvola sola, allora le prestazioni del nostro sistema *RC* devono essere le seguenti: Esso deve essere capace di spostare la fase dell'uscita della valvola di 180° senza attenuarla più di quello che la valvola non l'amplifichi.

Una semplice combinazione di una *R* e una *C* può essere usata per causare una variazione di fase da 0° a 90°.

Nella fig. 3, se *R* e X_C (la reattanza di *C*) possono essere uguali, allora la tensione V_R ai capi di *R* è di 45° in anticipo su *V*, tensione applicata, e V_C è di 45° in ritardo rispetto ad essa. E V_R e V_C sono entrambe $1/\sqrt{2}$ (circa il 71%) rispetto a *V*. Se *R* è minore rispetto a X_C, si tratta di ridurre *C* o la frequenza, la fase introdotta di V_R è aumentata, ma l'ampiezza di V_R è inevitabilmente ridotta. L'anticipo può solamente essere aumentato fino a 90° riducendo V_R a zero e questo non serve. Allo stesso modo ci si comporta con V_C.

Supponiamo, ad esempio, di applicare V_R ad un altro circuito *RC*. L'uscita ai capi di *R* in questo circuito anticiperà V_R e di conseguenza anticiperà *V* di un angolo maggiore con una ulteriore perdita di tensione. Ovviamente anche questo non ci può dare una fase totalmente variata di 180°, ma noi posisamo ottenerla usando 3 stadi di *RC*, ciascuno con una variazione di 60° o 4 stadi ciascuno producenti 45°, e così via. E' necessario solo una teoria elementarissima di C.A. per calcolare la variazione di fase e la riduzione di tensione a ciascuna frequenza necessaria per uno stadio *RC*, ma la variazione totale necessaria per un numero *n* di stadi uguali, non è di un numero *n* di volte quello di uno stadio, neppure il rapporto totale di tensione è uguale alla n^{sima} potenza di quello di uno stadio. Mettendo in contatto un secondo stadio si inverte l'impedenza del primo stadio e il terzo inverte tutte e due. Il calcolo di numero *n* di stadi è un difficile problema matematico, ma riportiamo qui una tavola della attenuazione da 3 fino a 6 stadi, alla frequenza alla quale la variazione totale è di 180°.

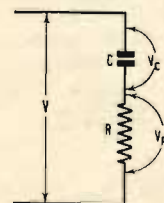



FIG. 3. - *Principio RC per variare la fase.*

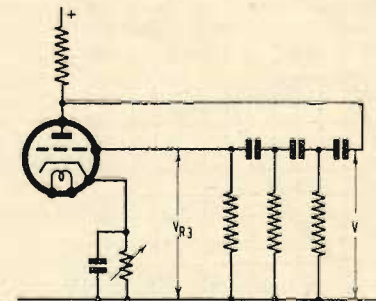



FIG. 4. - *Come uno sfasatore a 3 stadi può essere collegato ad un amplificatore ad una sola valvola per farla oscillare. La resistenza variabile del catodo agisce come un controllo di oscillazione.*

N.° degli stadi n	Attenuazione α (rapporti di tensione)
3	29,0
4	18,4
5	15,4
6	14,1

La notazione $\alpha = 29$ per i 3 stadi, significa che la tensione ai capi R e C di 1/29simo di quella immessa ai capi dei primi due. Così per ottenere una oscillazione è necessario che l'amplificazione della tensione della valvola sia 29 volte maggiore.

Un sistema a 4 stadi richiede una valvola con una più bassa μ e una più alta uscita. Come abbiamo visto, qualsiasi altro numero di stadi minore di 3 è insufficiente a dare i 180° richiesti.

L'impedenza d'entrata e d'uscita dell'amplificatore, in genere introduce una variazione di fase che modifica le precedenti relazioni. La fig. 4 è un esempio semplice di questo tipo di oscillatore.

Prima di andare avanti è bene chiarire perchè un oscillatore oscilli ad una sola frequenza a un tempo e perchè variando C o R varia questa frequenza.

La risposta è che c'è solo una frequenza che varia la fase totale attraverso RC di 180° necessari per portare la tensione oscillante alla griglia nella giusta fase per mantenerla innescata. (Per essere precisi sono possibili altre frequenze ma solo con la anormale applicazione di un gran numero di stadi RC e in ogni caso la tensione a questa frequenza è troppo attenuata per causare un'oscillazione). La fig. 4 riproduce un tipo di circuito nel quale gli elementi in serie sono C e gli elementi derivati sono R, vi è a ciascuna variazione di fase una frequenza molto alta perchè le capacità sono quasi cortocircuiti; e a frequenza molto bassa la variazione si avvicina a 90° per stadio, ma mentre con circuiti LC ad alto Q la fase del circuito cambia molto rapidamente, in verità, nella regione della risonanza, (vedi fig. 1) con il sistema RC la variazione è allargata gradualmente sulla gamma di frequenza; in altre parole essa si comporta a questo riguardo come un circuito LC con un Q molto basso. E mentre l'ampiezza cade più o meno rapidamente su tutti e due i lati di una curva di risonanza LC, su di un lato di frequenza di lavoro di un sistema RC, l'ampiezza aumenta. Con il circuito di fig. 4 questo è il lato

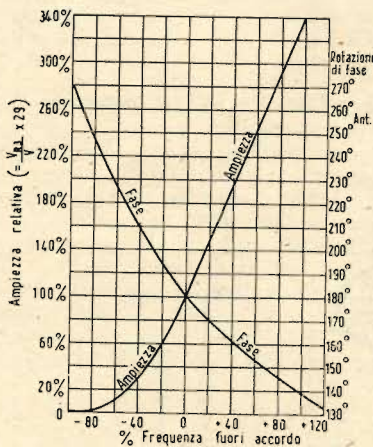



FIG. 5. - *Grafici di fase e d'ampiezza per un circuito RC a 3 stadi, come nella fig. 4, assumendo un'impedenza d'uscita trascurabile. Quando si confronta questa con la fig. 1, si prenda nota del cambiamento di scala.*

delle frequenze alte, ma se RC fossero scambiati fra loro, le pendenze di entrambe le fasi e il grafico dell'ampiezza, dovrebbero essere rovesciati. La fig. 5 mostra il grafico per il sistema della fig. 4, con l'ipotesi che l'impedenza d'uscita della valvola sia trascurabile. I rapporti relativi della tensione ($V_R\ 3/V$) sono stati moltiplicati per 29 (la giusta amplificazione della valvola) così da rendere il rapporto alla variazione di fase di 180° uguale all'unità o al 100%. Confrontando la fig. 5 con la fig. 1 si vede che per una data variazione di fase vicino al punto di oscillazione, la corrispondente variazione di frequenza è 200 volte maggiore con il circuito RC che con un circuito LC con $Q = 100$ così su questa base si può dire che il circuito RC ha un Q di 0,5.

In breve, il controllo della frequenza per variazione di fase con questo tipo di circuito RC è molto meno ingegnoso che quello di un circuito LC, mentre il controllo sull'ampiezza è interamente affidato ad un solo lato. Se si possono usare due valvole

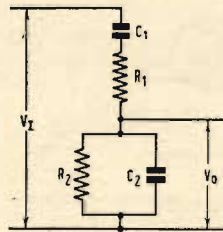



FIG. 6. - *Circuito discriminante serie-parallelo per ottenere una variazione di fase di zero gradi ad una sola frequenza.*

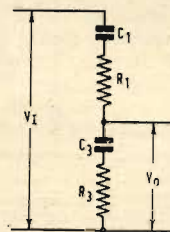



FIG. 7. - *A ciascuna frequenza la fig. 6 è equivalente a questa.*

per l'amplificatore, accoppiando con resistenza; l'uscita è in fase con l'entrata così il circuito RC è aiutato nel compito di invertire la fase. Si deve fare di tutto per ottenere un'oscillazione alla frequenza desiderata (in questo caso per trasmettere la necessaria ampiezza senza variare la fase) e far cadere decisamente le frequenze non volute.

Ci sono vari modi di disporre le resistenze e le capacità per raggiungere questo, ma il più semplice è di disporre una di queste in serie e le altre in parallelo, come nella fig. 6, dove V_1 è l'entrata e V_0 l'uscita. Allora diventa semplice da calcolarsi il modo per rendere $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$. Quando questo porta che alla frequenza in cui V_0 è in fase con V_1, la reattanza di C_1 (o C_2) è uguale alla resistenza di R_1 (o R_2). Inoltre l'impedenza della coppia R_2C_2 è metà di R_1C_1, così V_0 è un terzo di V_1.

Un modo per vedere come funzioni la fig. 6 è di paragonarla con la fig. 7. Se noi poniamo $R_3 = R_1$ e $C_3 = C_1$, allora l'impedenza della coppia R_3C_3 è la stessa di quella R_1C_1. La corrente che passa attraverso $R_1C_1\ R_3C_3$ precede V_1 di un angolo compreso fra 0° e 90°; ma quest'angolo è lo stesso di R_3C_3 come anche di R_1C_1. Così naturalmente V_0 è in fase con V_1 e misura metà della sua ampiezza. Ora, supposto che R_3 sia la metà di R_1 e C_3 raddoppiato, la reattanza è la metà di quella di C_1, l'angolo di fase della coppia R_3C_3 rimarrà invariato, ma la sua impedenza sarà dimezzata, così che V_0 sarà ancora in fase con V_1 ma uguale soltanto ad un terzo di V_1 in ampiezza. Da ultimo sostituendo R_3 e C_3 ai loro equivalenti paralleli dato dalle formule fisse:

$$R_p = (R_s^2+X_s^2)/R_s$$

e

$$X_p = (R_s^2+X_s^2)/X_s$$

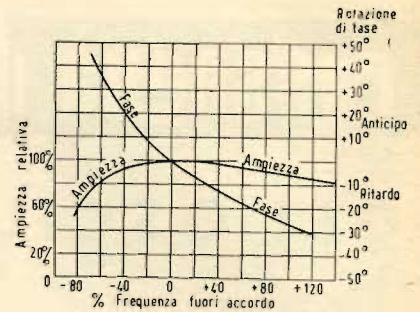



FIG. 8. - *Grafico della fase e dell'ampiezza del circuito a fig. 6 per il confronto con la fig. 5.*

(dove p e s indicano rispettivamente « parallelo » e « serie »).

Se noi poniamo che la frequenza sia quella che occorre per rendere X_s (che è la reattanza di C_3) uguale alla resistenza R_s (che è R_3), allora diventa facile dedurre: $R_p = 2\,R_s$ e $X_p = 2\,X_s$. Risulta così che $R_s = R_3 = R_1/2$ $R_p = R_1$ e la stessa cosa per R_2; anche X_p è uguale alla reattanza di C_2. Abbiamo così verificato che quando $R_1 = R_2$ ed èuguale in ampiezza alla reattanza di C_1 e di C_2, V_0 è in fase con V_1 ed è un terzo della sua tensione. Se noi chiamiamo V_1 l'uscita del nostro amplificatore a due stadi, V_0 fornirà la necessaria entrata, ammettendo che la totale amplificazione della tensione sia 3. Nello stesso tempo si nota che se la fig. 6 fosse equivalente alla fig. 7 per tutte le frequenze, sarebbe impossibile distinguere una frequenza dall'altra, così che se le condizioni di oscillazioni fossero soddisfatte ad una frequenza, lo sarebbero a tutte.

Lo scopo di collegare una coppia RC è naturalmente di introdurre una discriminazione di frequenza. Se la frequenza è aumentata X_{C_1} cade, R_1 diventa la parte dominante e la corrente attraverso R_1C_1 viene più facilmente in fase con la tensione ai capi di essa. X_{C_2} cade, ma questo fatto fa dominare R_2 perchè la maggior parte della corrente passa attraverso esso e diventando

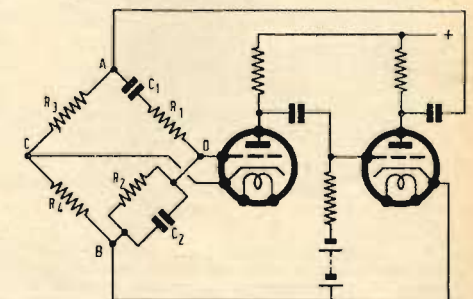
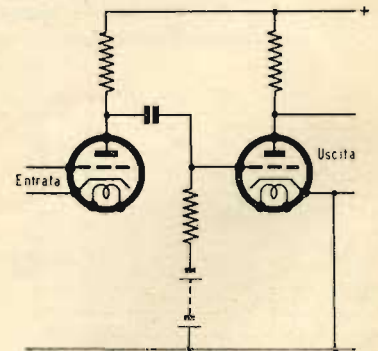



FIG. 9-a. - *Un amplificatore a due stadi e fig. 9-b con l'uscita collegata con l'entrata per mezzo di un circuito a ponte Wien.*

90° fuori di fase con V_0, aumenta la differenza di fase. Così la fase di V_0 si differenzia da quella di V_1. Allo stesso modo (ma nell'opposta direzione) accade se si riduce la frequenza. E' inoltre chiaro che se la frequenza è aumentata o ridotta, si riduce la grandezza di V_0 rispetto a V_1. Alla frequenza zero la reattanza di C_1 va all'infinito e così V_0 è nullo. A frequenza infinitamente alta la reattanza di C_2 è zero e così V_0 è di nuovo uguale a zero. A questo riguardo la fig. 6 è meno chiara della fig. 4. per il circuito *LC* con il suo picco di risonanza, ma si ha ancora un « *Q* » molto basso paragonato ad un normale circuito *LC*. Questo è dimostrato dalla fig. 8 che può essere paragonata alla fig. 5 e alla fig. 1. Un miglioramento della fig. 6 è dato dal fatto che vi sono due coppie *RC* invece di tre o quattro, così un condensatore a due sezioni (o reostato) è sufficiente per un controllo effettivo delle variazioni di frequenza.

Passiamo ora all'amplificazione. Se l'accoppiamento retroattivo di un oscillatore *LC* è aumentato oltre al punto critico d'innesco, l'oscillazione aumenterà e ciò facendo richiederà alla valvola una maggiore corrente di griglia od un minor angolo di circolazione anodica sino a che la sua amplificazione sarà ridotta a tal punto da ristabilire l'equilibrio. Durante questo processo l'oscillazione è distorta. Si ha lo stesso fenomeno con un oscillatore *RC* se l'amplificazione è sufficientemente ridotta. Ma la distorsione è molto maggiore perchè nell'oscillatore *LC* il grafico di un'onda sinusoidale è principalmente formato dal circuito *LC* stesso e non è molto dentellato quando la corrente che scorre nella valvola è di forma quadra o addirittura di impulsi. Il circuito *RC* ha bisogno dell'effetto pendolare e se l'amplificazione è aumentata anche moderatamente oltre al minimo necessario, la forma d'onda viene fortemente distorta. Questa è la ragione per la quale praticamente gli oscillatori *RC* quasi sempre hanno un dispositivo da oscillare solo per oscillazioni di determinata ampiezza.

Un amplificatore a due stadi, con resistenza accoppiata di tipo normale, è probabile abbia un guadagno di tensione di qualche centinaio di volte, quando nessun particolare sforzo è esercitato per renderlo maggiore. Allo scopo di mantenere buona la forma d'onda, questo guadagno va ridotto a 3 e questo è ottenuto controreazionando. Ciò significa applicare una grande quantità di accoppiamenti retroattivi, tendenti a fermare l'oscillazione, così che si ottiene solo alla sommità della curva di risonanza *RC* ed è possibile l'oscillazione. Il picco molto piatto di *RC* e la curva della fase graduale può così mettersi in moto fino a che si comporta come un circuito *LC* tipico.

La fig. 9-a è lo schema di un amplificatore a 2 stadi, la reazione positiva per farlo oscillare, deve essere introdotta ad una particolare frequenza, fornendo ⅓ dell'uscita alla griglia per mezzo della fig. 6. Allo stesso tempo la parte eccedente al guadagno di un amplificatore, può essere neutralizzata a tutte le frequenze coll'assorbire l'eccedenza dell'uscita e con il rimandarla in opposizione di fase al catodo. Il circuito completo, è riprodotto nella fig. 9-b. Un metodo simile a questo è quello del ponte Wien. *A* e *B* sono i « generatori » terminali riceventi l'uscita dall'amplificatore; mentre *C* e *D* sono i « rivelatori » terminali in comunicazione con l'entrata dell'amplificatore. Se il ponte è in equilibrio (e questo può verificarsi ad una sola frequenza) non vi sarà naturalmente alcun segnale d'entrata e naturalmente nessuna oscillazione.

Posto, come abbiamo già fatto che $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$ si otterrà il perfetto equilibrio facendo $R_3 = 2\,R_4$. I punti *C* e *D* allora riceveranno entrambi un terzo della tensione di uscita e saranno quindi entrambe nella stessa fase e allo stesso potenziale. Se R_3 sarà minore di 2 R_4, ci sarà una tensione nulla fra *C* e *D* ma in fase opposta per mantenere l'uscita. Se R_3 è più grande di 2 R_4, ci sarà una tensione per mantenere l'uscita e se sarà sufficiente produrrà oscillazioni continue.

Il guadagno maggiore dell'amplificatore e quello minore del ponte, non devono essere in equilibrio ed è facilissimo applicare un controllo automatico per fare che il sistema oscilli nella giusta misura e non di più. Prima che le supereterodine entrassero nell'uso generale, il metodo più usato per ottenere selettività in RF era la reazione positiva così piccola da essere al disotto appena del punto critico di oscillazione; in modo analogo si agisce nei circuiti *RC* per ottenere selettività in radiofrequenza, in questo caso però il grado di reazione deve essere quello critico del limite d'innesco.

Convertitore per i due metri a comando unico

a cura di R. BIANCHERI

Stadi di RF a larga banda e oscillatore sintonizzato

Short Wave Magazine

Dopo l'apertura agli O.M. della gamma a 145 MHz, lo scrittore, come già molti altri entusiasti del VHF, si è occupato lungamente della costruzione di vari tipi di convertitori usabili a questa frequenza ed ha inoltre pensato che il metodo che stiamo per presentarvi possa risolvere il problema del ricevitore con *banda di 2 m*, non ancora ben risolto. Per capire questo metodo si devono avere ben presenti i seguenti punti:

a) Usando circuiti a larga banda in RF e circuito mescolatore, il problema dell'allineamento e della regolazione della taratura è eliminato ed è così necessario solo il comando di sintonizzazione.

b) Facendo funzionare l'oscillatore a 70 MHz e duplicando a 140 la stabilità dell'oscillatore viene migliorata.

c) Non vi è alcuna necessità di prendere precauzioni per eliminare l'effetto d'immagine dal momento che la sintonizzazione è trasportata sul convertitore essendo la F.I. fissata a 6 MHz.

d) Il montaggio di un alimentatore incorporato nel radioricevitore fa sì che il convertitore sia completo, mentre l'uso dello

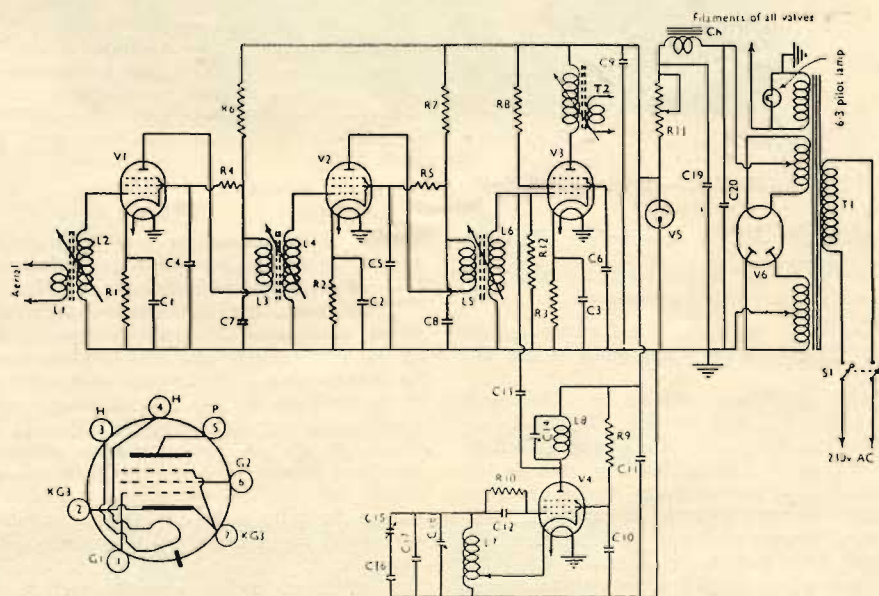



Fig. 1. - *Circuito di un convertitore a 145 MHz (gli stadi RF sono a larga banda in modo che solo il circuito dell'oscillatore viene ad essere sintonizzato) e zoccolatura dei tubi* 6AK5 *e* 6AG5.

TABELLA DEI VALORI ELETTRICI

Da *C*1 a *C*11 compreso: 1000 pF, mica; *C*12: 100 pF, ceramico; *C*13: 15 pF, ceramico; *C*14: 3÷30 trimmer; *C*15: ved. testo; *C*16: 8 pF; *C*17: 15 pF, ceramico; *C*18: trimmer C max. 5 pF; *C*19 e *C*20: 8+8 μF, elettrolitici 500 volt lavoro.

*R*1, *R*2, *R*3: 500 ohm, ¼ W; *R*4, *R*5: 50.000 ohm, ¼ W; *R*6, *R*7: 5000 ohm, ¼ W; *R*8: 1 Mohm, ¼ W; *R*9: 12.000 ohm; *R*10: 10.000 ohm, ¼ W; *R*11: 5000 ohm, 15 W.

*S*1: interruttore.

*V*1, *V*2, *V*4: valvole 6AK5; *V*3: valvola 6AG5; *V*4: valvola VR150/30 (o D3); *V*6: valvola 5Z4.

*L*1: 3 spire (lato massa di *L*2) interposte fra *L*2; *L*2: 4÷5 spire spaziate di 1 ∅; *L*3. 4 spire avvolte interposte fra *L*4; *L*4: 3 spire spaziate di 1 ∅; *L*5: 3÷4 spire interposte fra *L*6; *L*6: 3÷4 interposte fra *L*5; *L*7: 6 spire in aria ∅ 12 mm, lunghezza 25 mm, con presa ad una spira da massa; *L*8: 4 spire spaziate di un diametro.

Nota. — Tutte le bobine sono avvolte con filo laccato e ad eccezione di *L*7 sono montate su un supporto a nucleo magnetico regolabile. Diametro supporto 6 mm.

*CL*5: Impedenza di filtro 25 H, 60 mA.

*T*1: 250-0-250 V, 60 mA con avvolgimento a 6,3 V e a 5 V; *T*2: avvolgimento di F.I. 34 spire di filo smaltato su un supporto di 10 mm di diametro e nucleo magnetico regolabile. Link 4÷5 spire all'estremo freddo.

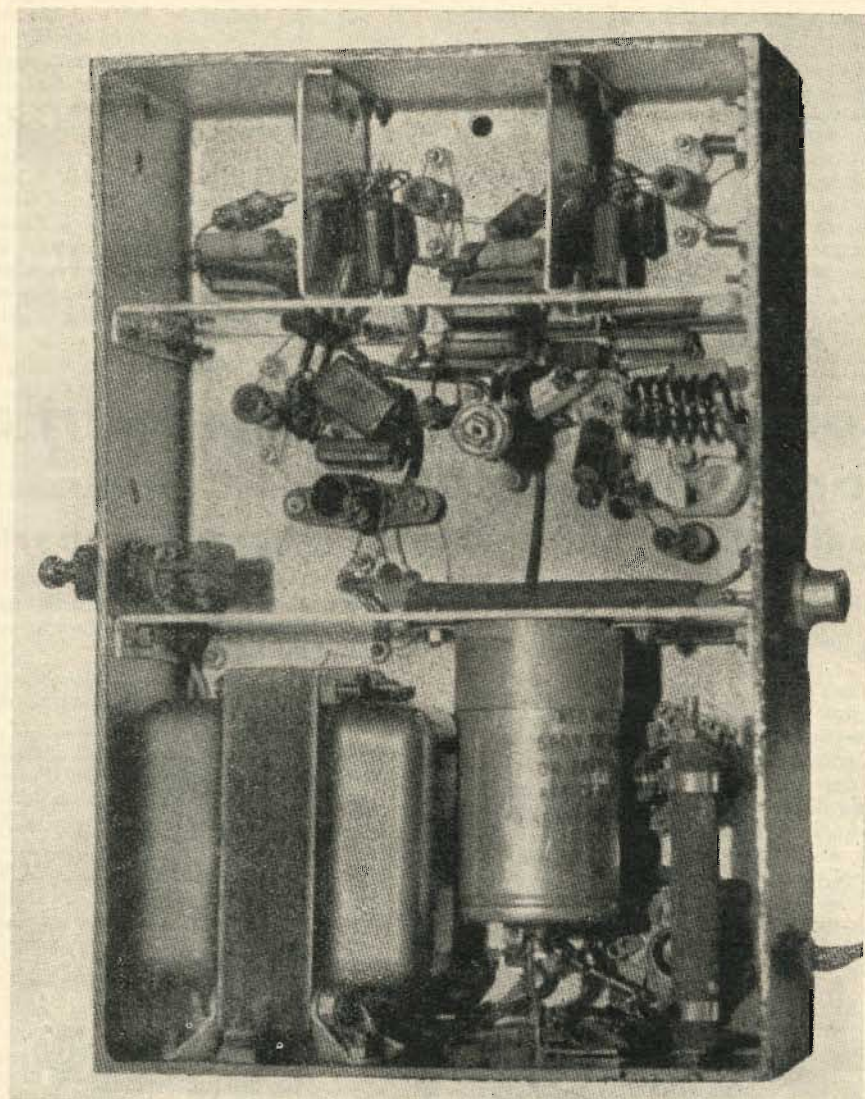



Fig. 2. - *Disposizione degli elementi sul fondo dello chassis.*

stabilizzatore VR150 contribuisce alla stabilità complessiva.

Il circuito

Il circuito della fig. 1 è formato da due stadi RF in ciascuno dei quali si usa una 6AK5.

Essi sono seguiti da un mescolatore la cui uscita F.I. è di 6 MHz. Tutti i circuiti RF sono a larga banda e questo si ottiene per mezzo di una bobina con accordo ferromagnetico, sovraccopiata, e dell'uso di un sottile conduttore unito al primo avvolgimento, in modo che il Q (coefficiente di bontà) delle bobine sia basso.

Tutte le bobine RF sono avvolte attorno a un corpo di polistirene del diametro di 6,25 mm, avente un nucleo ferromagnetico, mentre il secondo avvolgimento passa fra le spire del primo. Il circuito mescolatore usa una 6AG5 e le capacità di questa sono leggermente differenti da quelle del 6AK5, per questo la bobina della griglia deve essere ridotta un poco in rapporto al secondo stadio RF.

Furono usate 3 spire e il circuito si mise abbastanza bene in risonanza con il nucleo che sta nel mezzo del supporto. Una 6AK5 può essere usata come mescolatore e, se è il caso, la bobina può essere portata alla stessa misura circa del II stadio RF. Molti circuiti di oscillatori in armonica furono provati prima che fosse ideato quest'ultimo. Il circuito adottato ultimamente è un Hartley convenzionale, ma si dovettero apportare alcuni mutamenti alla presa intermedia del catodo per ottenere una nota soddisfacente. La bobina all'anodo, formata di 4 spire su di un supporto di mm 6,25 di diametro, è sintonizzata con un trimmer $3 \div 30$ $\mu\mu$F. Ci si avvide che la sintonizzazione ottenuta con un « trimmer » è più soddisfacente di quella ottenuta con un nucleo, e perciò il nucleo fu tolto e il « trimmer » montato accanto al supporto, come è mostrato nella figura.

Si tentarono anche parecchi metodi di iniezione nel mescolatore e alla fine si adottò il sistema di iniezione di fuga di griglia come si vede nel diagramma del circuito. Si è trovato però che in altri convertitori non è necessario alcun mezzo intenzionale di iniezione perchè in essi la bobina posta all'anodo oscillatorio (L8) è giustamente accoppiata alla bobina della griglia del mescolatore (L6), mentre negli altri casi un filo coperto non molto lungo e avvolto in un qualsiasi modo attorno alla bobina, produce l'iniezione voluta. Dopo aver valutato tutti questi sistemi si è pensato che la miglior conversione si ottiene con il metodo della resistenza di fuga di griglia.

L'alimentazione fornisce 250 V c.c. tramite una valvola 5Z4 ed il livellamento è fatto con una impedenza di 25 H e due condensatori da 8 μF.

Tutta la sorgente di tensione AT per il convertitore è regolata da uno stabilizzatore al neon VR150. Questo stabilizzatore ha una resistenza variabile *R*11, collegata in serie che potrebbe essere disposta in modo da raggiungere un valore tale da portare la valvola alle condizioni di pieno carico.

Messa a punto e funzionamento

Prima di tutto bisogna assicurarsi che l'oscillatore funzioni alla dovuta frequenza e che il condensatore *C*15 raggiunga la gamma. Gioverà molto poter utilizzare un ricevitore G27 per il controllo dell'oscillatore, altrimenti si può usare un ondametro o il sistema dei fili di Lecher.

Una rotazione di 180° di *C*15 potrebbe dare da 138 a 140 MHz. Questo condensatore potrebbe essere ridotto al minimo di capacità e il condensatore di compensazione *C*18 potrebbe essere azionato in modo da far raggiungere all'oscillatore i 140 MHz. Sintonizzando *C*15 al massimo di capacità si potrebbero avere 138 MHz. Se la banda non funzionasse dopo un giro di 180° di *C*15 si dovranno apportare alcune lievi modifiche. Lo scrittore trova che il valore del condensatore dovrebbe essere approssimativamente 8 $\mu\mu$F, ma i circuiti individuali varieranno lievemente e si deve usare qualche accorgimento per ottenere la migliore estensione di gamma.

Verificato che l'oscillatore funzioni bene, viene il momento di unire il convertitore con il ricevitore, e il ricevitore deve essere stabilizzato sui 6 MHz. Il trasformatore a F.I. del convertitore deve allora essere sintonizzato sul massimo fruscio nel ricevitore; e questo si ottiene sistemando il nucleo molto vicino alla fine dell'avvolgimento. La regolazione del condensatore *C*14 per mezzo della bobina all'anodo dell'oscillatore, può subire un successivo lieve aumento di fruscio. Fatto questo, rimangono da sistemare solo i tre circuiti della griglia. Si può usare per questo un picco di risonanza in rapporto al fruscio, ma si raccomanda di effettuare gli ultimi ritocchi ascoltando sui 145 MHz con l'« S. meter » del ricevitore in circuito o, se è necessario, ascoltarlo da solo. Ciascun nucleo della spira dovrebbe essere sintonizzato e l'esperimento dovrebbe essere ripetuto alla fine. Il primo stadio RF sarà più piatto dei seguenti, ma si deve osservare una cresta. Se qualche circuito non rendesse bene si potrebbe spostare un poco l'avvolgimento attorno al nucleo o il numero delle spire, fino a raggiungere il punto voluto.

Questo convertitore ha dato buoni risultati in pratica e solo si raccomanda a chi vorrà seguire il nostro sistema di dare più importanza alla perfetta efficienza delle antenne che alla costruzione del convertitore stesso.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

SARE
Radio

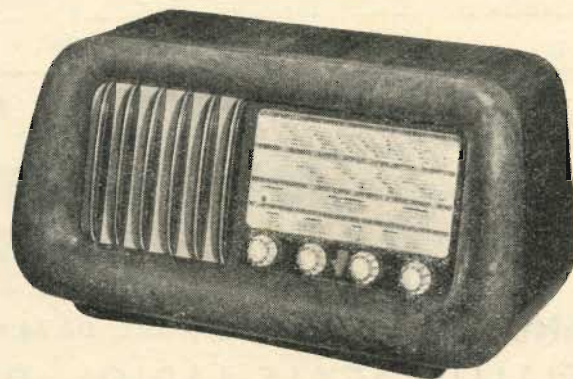
5 valvole 4 gamme

Flower's RADIO

Modello 546

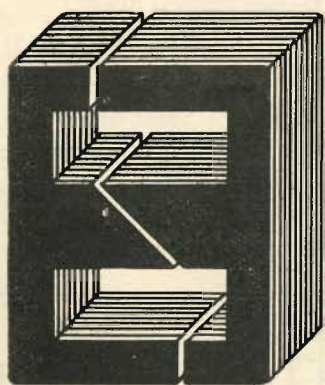
Modello 254

5 valvole 2 gamme

Flower's RADIO

Produzione della
CARISCH S. A.
MILANO - Via Broggi, 19

TASSINARI UGO

VIA PRIVATA ORISTANO N. 14 - TELEFONO N. 280647

MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCIE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

W2	36 x 46	colonna	14	F	68 x 92	colonna	22
W3	40 x 47,5	„	16	B	82 x 105	„	30
W6	44 x 55	„	16	A1	86 x 98	„	30
W6M	45 x 57,5	„	19	A	86 x 96	„	28
I	54 x 54	„	17	C	105 x 105	„	30
W12	58 x 68	„	22	H	116 x 126	„	40
D	72 x 82	„	26	L	76 x 80	„	30
E	72 x 92	„	28	M	196 x 168	„	56

Ricevitore
AM - FM Approved
A/710

RICEVITORE AM-FM APPROVED A/710

Ricevitore a 12 valvole, a due canali per la ricezione delle stazioni internazionali ad onde medie e quelle a modulazione di frequenza da 88 a 108 MC.
Canale AM composto da 4 valvole: amplificatrice A.F., convertitrice, amplificatrice di M.F., rivelatrice e I BF.
Canale F.M. composto da 8 valvole: A.F., oscillatrice, miscelatrice, 4 M.F. e discriminatore.
Uscita B.F. circa 4 volt, applicabile a qualsiasi amplificatore di BF o alla presa "fono" di normali radioricevitori.
Alimentazione separata.
Lettura diretta in frequenza delle stazioni ricevute; Scala illuminata.

RAPPRESENTANTI ESCLUSIVI:

LARIR Soc. r. l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 55.671 - 55.07.62